

Japanese Kokai Patent Application No. P2001-520484A

---

Job No.: 228-120908

Ref.: 4 Japaneses patents/PU030189 JP/JJO(Della)/Order Nos. 8727-8730

Translated from Japanese by the McElroy Translation Company

800-531-9977

customerservice@mcelroytranslation.com

JAPANESE PATENT OFFICE  
PATENT JOURNAL (A)  
KOKAI PATENT APPLICATION NO. P2001-520484A

Int. Cl. <sup>7</sup> :	H 04 L 27/22 7/00 7/08
Filing No.:	P2000-516466
Filing Date:	September 30, 1998
Publication Date:	October 30, 2001
Request for Preparatory Examination:	Yes
Translation Filing Date:	April 14, 2000
International Patent Filing No.:	PCT/US98/19894
International Laid-Open Patent Application No.:	WO99/20023
International Laid-Open Patent Application Date:	April 22, 1999
Priority	
Date:	October 14, 1997
Country:	US
No.:	08/950,134

(Total of 38 pages)

Examination Request:	Not filed
----------------------	-----------

Designated States:	EP (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP (GH, GM, KE LS, MW, SD, SZ, UG, ZW), EA (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC,
--------------------	--

LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG,  
MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL,  
PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK,  
SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ,  
VN, YU, ZW.

## SYNCHRONIZATION METHOD AND SYSTEM FOR WIRELESS COMMUNICATION

**Inventors:**

Sandeep Chennakeshu  
311 Glen Abbey Drive  
Cary, NC 27513, U.S.A.

Karl Molnar  
110 Flying Leaf Court  
Cary, NC 27513, U.S.A.

**Applicant:**

Ericsson Inc.  
7001 Development Drive  
PO Box 13969  
Research Triangle Park, NC 27709,  
U.S.A.

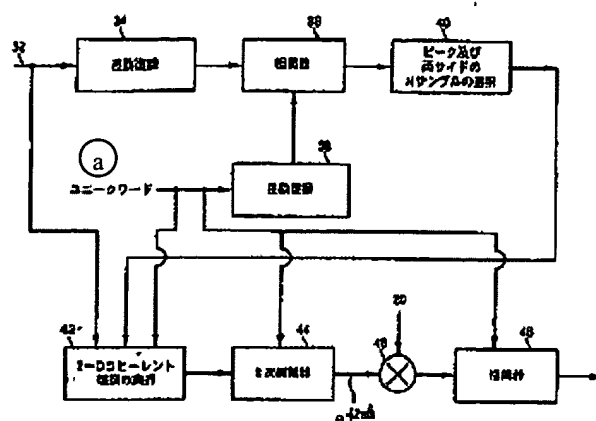
**Agents:**

Yosutoku Otsuka, patent attorney,  
and 2 others

[Attached amendments have been incorporated into the text of the translation.]

### Abstract

The present invention provides a method and device for synchronization and modulation of a wireless signal wave transmitted in a frame format having a unique word, and it includes correction of frequency offset of the received signal and differential correlation operation between the frequency corrected signal and the unique word. The first timing estimated value is further improved by a 2-D search between frequency and time, and the first frequency estimated value is further improved by quadratic interpolation. The final synchronized signal is demodulated by a demodulator based on Viterbi.



- Key: a Unique word
- 34 Differential demodulation
- 36 Differential demodulation
- 38 Correlator
- 40 Selection of N samples at peak and two sides
- 42 Execution of 2-D coherent demodulation
- 44 Quadratic interpolator
- 48 Correlator

### Claims

1. A receiver characterized by the fact that it has the following parts:

a first frequency estimator that judges a first estimated value of the frequency offset concerning a received signal,

a first means that corrects said received signal using said first estimated value to generate a corrected signal,

a frequency-timing estimator that receives said corrected signal, judges a second estimated value of the frequency offset using a unique word known in said receiver, and outputs an estimated timing value,

a second means that uses said second estimated value to correct said corrected signal to generate a frequency corrected signal,

and a means that uses said estimated timing value for synchronization with said frequency corrected signal.

2. The receiver described in Claim 1 characterized by the fact that said first frequency estimator also has the following parts:

a device that provides differential phase information between samples of said received signal,

an average value computing unit that computes the average value of said differential phase information to generate an average value,

and a scaling unit that scales said average value to adjust the bias and generate said first estimated value.

3. The receiver described in Claim 1 characterized by the fact that said correcting first [sic; first correcting] means also has a multiplier for multiplying a value pertaining to said first estimated value and said received signal.

4. The receiver described in Claim 1 characterized by the fact that said frequency-timing estimator also has the following parts:

a first differential demodulator that differentially demodulates said corrected signal,

a second differential demodulator that differently demodulates said unique word,

and a correlator, which provides a first set of correlation values between said differentially demodulated corrected signal and said differentially demodulated unique word, and which provides an initial value of the estimated timing value for the correlation peak pertaining to said correlation value.

5. The receiver described in Claim 4 characterized by the fact that said frequency-timing estimator also has the following parts:

a means for selecting said correlation peak and a prescribed number of samples around said correlation peak,

a two-dimensional coherent correlator, which uses said selected prescribed number of samples and said correlation peak for correlation between said unique word and plural frequency offsets of said received signal as well as time shifted versions of said received signal to generate a second set of correlation values,

and an interpolator that smoothes a selected subset of the second set of said correlation values to generate said second estimated value.

6. The receiver described in Claim 1 characterized by the fact that said means for further correction also has

a multiplier that multiplies a value pertaining to said second estimated value with said received signal.

7. The receiver described in Claim 1 characterized by the fact that said synchronization means also has

a correlator for correlation between said unique word and said frequency corrected signal to identify the position of said unique word in said received signal.

8. The receiver described in Claim 2 characterized by the fact that said device is a differential demodulator.

9. The receiver described in Claim 2 characterized by the fact that said device contains at least one coherent correlator.

10. The receiver described in Claim 1 characterized by the fact that said received signal is received using at least one of the following connection systems: FDMA, TDMA, and CDMA.

11. A receiver characterized by the fact that the receiver receives a signal containing frames of unique word-containing information, and it has the following parts:

- a coarse estimator that coarsely estimates a frequency offset of said signal and uses the estimated offset to correct said signal,

- a fine estimator that receives said corrected signal, estimates a high precision frequency offset, uses the estimated high precision frequency offset to correct said corrected signal, and identifies the position of said unique word in said frame,

- and a demodulator that uses said position to demodulate said signal.

12. A device characterized by the fact that the device is for estimating the frequency offset pertaining to a received signal, and it has the following parts:

- a unit that supplies differential phase information between samples of said received signal,

- an average value computing unit that computes the average value of said differential phase information to generate an average value,

- a scaling unit that scales said average value to adjust the bias and to generate an estimated value of said frequency offset,

- and a second unit that forms a complex conjugate of the estimated value of said frequency offset.

13. The device described in Claim 12 characterized by the fact that the unit supplying said differential phase information is a differential demodulator.

14. The device described in Claim 12 characterized by the fact that the unit for supplying said differential phase information contains at least one coherent correlator.

15. A device characterized by the fact that the device estimates the frequency offset concerning a received signal and estimates the position of a unique word in said received signal, and it has the following parts:

- a first differential demodulator that differentially demodulates samples pertaining to said received signal,

- a second differential demodulator that differentially demodulates said unique word,

- a correlator, which is a correlator for providing a first set of correlation values between said differential demodulated received signal and said differential demodulated unique word, and which provides initial values of the estimated value of said frequency offset and the estimated value of said timing for the correlation peak pertaining to said correlation value,

and a means that judges whether the initial values of the estimated value of said frequency offset and the estimated value of said timing can be improved.

16. The device described in Claim 15 characterized by the fact that said judgment means also has the following parts:

a means for selecting said correlation peak and a prescribed number of samples in the periphery of said correlation peak,

a two-dimensional coherent correlator, which uses said selected prescribed number of samples and said correlation peak for correlation between said unique word and the plural frequency offsets of said received signal as well as the time shifted versions to generate a second set of the correlation values,

and an interpolator that smoothes a selected subset of the second set of said selected correlation values to generate the estimated value of said frequency offset and the estimated value of said timing.

17. The device described in Claim 16 characterized by the fact that said interpolator is a quadratic interpolator that operates according to the following equation:

[Mathematical Equation 1]

$$f_{best} = f_{max} = -b/(2a)$$

$$a = \left[ \frac{y_0 - y_1}{x_0 - x_1} - \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} \right] \frac{1}{x_1 - x_2}$$

$$b = \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} - a(x_0 + x_2)$$

where,  $y_0$ ,  $y_1$  and  $y_2$  represent said selected subset of correlation values, and  $x_0$ ,  $x_1$  and  $x_2$  represent the frequencies corresponding to  $y_0$ ,  $y_1$  and  $y_2$ , respectively.

18. A method characterized by the fact that the method is for synchronization of a data series transmitted in frame format and having a unique word, and it has the following steps of operation:

a step of operation in which the data series is adjusted to supply a frequency corrected data series,

a step of correlation computation in which the correlation between said frequency corrected data series and a copy of said unique word is computed to supply plural correlation values,

a step of operation in which at least one correlation value among said plural correlation values is used to compute a frequency estimated value,

a step of operation in which said first estimated value is used to correct said data series, and a step of operation in which said corrected data series is synchronized.

19. The method described in Claim 18 characterized by the fact that the data series adjustment step of operation to supply said frequency corrected data series also has the following steps of operation:

a step of operation of differential demodulation of samples of said data series,

a step of operation in which an average value is computed for said differential samples to generate a coarse estimated value of the frequency offset,

and a step of operation in which said data series is rotated by means of the coarse estimated value of said frequency offset.

20. The method described in Claim 18 characterized by the fact that said step of operation of correlation computation also has

a step of operation in which said frequency corrected data series and said unique word are differentially demodulated before said correlation computation.

21. The method described in Claim 18 characterized by the fact that said step of operation of computing said first estimated value also has the following steps of operation:

a step of operation in which in order to identify a set of correlation values, a 2-D search is performed by means of a number of frequency divisions (bins) and a number of sample points selected based on at least one correlation value among said plural correlation values,

and a step of operation in which quadratic interpolation is performed for the set of said correlation values and the set of said corresponding frequency estimated values.

22. The receiver described in Claim 11 characterized by the fact that it also has

a first filter, which is located upstream of said coarse estimator and which filters said signal,

and a second filter, which is located upstream of the point where said corrected signal is input to said fine estimator and which is a second filter that filters said corrected signal with a pass bandwidth narrower than that of said first filter.

### Detailed explanation of the invention

[0001]

#### Background

The present invention pertains to a digital wireless system. More specifically, the present invention pertains to synchronization as a treatment for a received signal in a wireless communication system.



[0002]

A wireless communication system transmits information by means of an air interface using, e.g., modulation of information by the carrier frequency. Upon reception, the receiver correctly extracts information from the received signal by means of appropriate demodulation technology. However, for demodulation of the received signal, first, synchronization of the timing between the transmitter and the receiver is necessary. For example, if the transmitter and the receiver have different clocks, deviation in the bit timing occurs. In addition, in some wireless communication systems, information known as "frames" is transmitted in bursts. In such type of system, the start position of the frame should be determined so that information pertaining to the prescribed receiver can be separated and demodulated.

[0003]

There are many topics to be addressed for synchronization with a received signal. For example, although a receiver may be synchronized with the frequency allotted to transmission of a target signal, due to Doppler shift, a signal frequency offset takes place between the tuning frequency of the receiver and the actual frequency of the desired information signal when the signal goes through the air interface and arrives at the receiver after going in a circle. In addition, the quartz oscillator used in the receiver only has a precision on the order of one millionth, so that an even more significant frequency offset takes place.

[0004]

In addition to an unknown frequency offset, the receiver must also cope with an unknown phase precision. That is, in the receiver, the difference between the phase of the signal generated by the synthesizer at power ON and the phase of the received signal is unclear. Consequently, for the receiver to synchronize with the received signal, the following three problems must be addressed: unknown timing, unknown frequency offset, and unknown phase.

[0005]

Despite the aforementioned problems, the target for performance of current receivers is very high. For example, in the design of plural receivers, synchronization must be obtained between the initial frame of a burst nearly always (such as 96% of the time). In the case of a satellite communication system, which has a relatively significant Doppler effect, it requires acceptance of a relatively low S/N ratio (signal-to-noise ratio) as a power restriction condition, and has a relatively narrow satellite communication system for the frequency channel, the target for performance is more difficult to reach. In the latter case, because the desired information

signal may shift sufficiently to the central frequency of the adjacent channel, the aforementioned frequency offset becomes even more important.

[0006]

Many references describe topics pertaining to the importance of synchronization and its influence on demodulation. For example, in the reference of Kamilo Feher: Modems for emerging digital cellular-mobile radio system, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, May 1991, the influence of modulation/demodulation (modem) selection and design on mobile cellular standards for emerging digital cellular mobile wireless systems is described. In this paper, various modulation technologies for emerging second-generation wireless systems are discussed. As pointed out in this paper, most system standards do not provide instruction on demodulation architecture. For signal demodulation, manufacturing companies use a coherent method, differential method or discrimination method.

[0007]

The aforementioned paper focuses on a  $\pi/4$ -QPSK modulated signal. Feher asserts that due to the significant frequency shift, an offset QPSK modulated signal is inappropriate for use in a low bit rate communication system. However, this problem is solved by the present invention.

[0008]

The following reference offers a more detailed description of demodulation technology: Gardner: Demodulator reference recovery techniques suited for digital implementation (ESA final technical report 1989, ESTEC contract No. 6847/86/NL/DG). The frequency error is estimated by Gardner using an optimization method, and a phase error detector is used to correct the phase.

[0009]

Another demodulation technology is described in the following reference: J. Ahmad et al.: DSP implementation of a preambleless all-digital OQPSK demodulator for maritime and mobile data communications (IEEE, 1993, pp. 4/1-5). According to Ahmad, et al., for phase control loops (PLLs: phase lock loops) used in coherent detection, the synchronization pull-in range for the initial carrier frequency is insufficient. Ahmad proposed a scheme in which a dual filter discriminator is used to estimate the frequency offset, and the frequency error is corrected with an AFC loop, and a second order split loop is used to detect the phase error.

[0010]

However, in addition to other disadvantages, for the aforementioned proposed schemes, their authors did not discuss realization of sufficiently correct synchronization with a first frame success rate that is sufficiently high when the S/N ratio is low. Consequently, it is believed that a novel technology for synchronization of a received information signal would be beneficial for solving the aforementioned problems.

[0011]

Summary of the invention

The present invention relates to digital wireless signal synchronization. According to embodiments of the present invention, in addition to other steps, there is also a step in which the frequency offset of the received signal is coarsely corrected, and the aforementioned frequency corrected signal and a unique word are differentially correlated. The differential correlation provides a correlation peak for coarse estimation of the timing. Because this method for synchronization is complementary for the data, high speed and high reliability of burst detection of the first transmitted frame can be guaranteed.

[0012]

In embodiments of the present invention, whether there is an even better correlation peak than that identified by said differential correlation is judged, in that it includes application of 2-D for frequency and time. This second correlation peak gives a better estimated timing value of sample and burst. Subsequently, quadratic interpolation improves the estimated frequency value corresponding to the second correction peak. In addition, these estimated values of timing and frequency are used for synchronization of the received signal. Here, the synchronized signal is demodulated by means of, e.g., a Viterbi algorithm.

[0013]

Detailed explanation of the invention

When the first frame of a desired information signal is received by a receiver, in almost any communication system, the clock of the transmitter and the clock of the receiver are not "locked". That is, they are not synchronized. Fading, shadowing, Doppler shift, or frequency offset due to other forms of random frequency modulation may take place. In addition, in a system that does not allow phase reference, the relative phase of the received signal is not known. Consequently, for such received signal, effectively, the timing, frequency and phase are not known.

[0014]

Figure 1 is a block diagram illustrating in detail a receiver in an embodiment of the present invention. A received signal is input via antenna (1) to the receiver. The receiver filters the received signal using analog or digital filter (3) with energy of the synchronized carrier frequency passing through it. Various methods may be used for the pre-filtering to remove noise generated in the wireless channel. Because the direction and degree of generated frequency offset are unknown, this pre-filter (3) should be relatively wide with respect to the channel bandwidth designed by computing the maximum predicted frequency offset. For example, in a system using a 5 kHz-wide channel, a 10 kHz filter is used.

[0015]

For the pre-filtered signal, first, coarse frequency corrector (5) is used for correction of the frequency offset. As to be explained later in detail, coarse frequency corrector (5) rotates the pre-filtered signal corresponding to an estimated value of the frequency offset, and supplies a coarsely (frequency) corrected signal. Figure 1 shows only one block corresponding to coarse frequency corrector (5). However, one may also adopt a scheme in which two or more coarse frequency correctors are arranged in tandem upstream of fine timing/frequency corrector (7), and the coarse correction is performed repeatedly until the frequency offset is corrected to a desired degree. This is well known to specialists.

[0016]

With regard to Figure 2, a detailed explanation will follow. Without using the (synchronization) unique word contained in the received signal, coarse frequency corrector (5) is used for coarse correction of the signal for frequency offset. In this embodiment of the present invention, the overall frame, that is, all bits including the data bits and the unique word bits, are corrected for frequency offset. For coarse frequency corrector (5), especially with a significant frequency offset, the time and power required for synchronization of the received signal are decreased significantly.

[0017]

After coarse correction of the frequency offset, the coarsely corrected signal is filtered by means of a narrow band filter (not shown in the figure). The signal is for correction of the frequency offset, so the passing band for the second filter can be narrowed by filter (3) without losing the message signal portion. Consequently, added noise can be removed.

[0018]

In the following, an explanation will be given in more detail regarding Figure 3. Fine timing/frequency corrector (7) then performs differential correlation with the unique word for the entirety of the coarsely corrected signal, and a correlation peak results. The correlation peak gives a coarse estimated value of the timing. Then, for judgment on whether there is even better correlation peak, a 2-D search of frequency and time is executed (that is, adoption of time shift or adoption of frequency rotation). The 2-D search generates a new set of correlation values. The correlation peak of the new set of correlation values is believed to provide the best burst and sample timing estimated values.

[0019]

The frequency estimated value pertaining to the best timing estimation can be further improved by means of interpolation (smoothing). The best matching (best fitting) frequency of this interpolation is determined. Once the estimated values of the optimum timing and the optimum frequency are obtained, the signal is synchronized with high precision, and the mode of preparation for demodulation by demodulator (9) is entered. As demodulator (9), a well known modulator can be used, such as a Viterbi algorithm that tracks the received data via the state set and recovers the message signal corresponding to it. 2-D searching and quadratic interpolation can be repeated for an even better estimate of timing and frequency.

[0020]

Figure 2 is a diagram illustrating in more detail an embodiment of coarse frequency corrector (5) shown in Figure 1. As shown in the figure, input signal arrival line (20) is sampled for a prescribed number of rounds, such as four rounds, for each bit to provide an input sample series. Each bit is sampled for four rounds, and the initial sample is taken from each bit to form an initial sample set. From the various bits, the second sample is taken to form a second sample set. In this embodiment, coarse frequency corrector (5) uses differential detector (22) that differentially detects the various sets of samples to supply four sets of differential samples.

[0021]

[Mathematical Equation 2]

$$r_n = e^{j\Theta_n} S_n + n_n \quad (1)$$

[0022]

Here,  $e^{j\theta}$  = frequency offset at time n

$S_n$  = energy of the desired signal at time n

$n_n$  = energy of the noise at time n

[0023]

The signal previously received, that is, at time (n-1) is represented by the following equation.

[0024]

[Mathematical Equation 3]

$$r_{n-1} = e^{j\Theta_{n-1}} S_{n-1} + n_{n-1} \quad (2)$$

[0025]

Said differential detector (22) performs operation  $r_n r_{n-1}^*$ . Here, symbol \* indicates complex conjugation. By means of equations (1) and (2), the operation is expanded to the following equation.

[0026]

[Mathematical Equation 4]

$$r_n r_{n-1}^* = S_n S_{n-1}^* e^{j(\Theta_n - \Theta_{n-1})} + S_n e^{j\Theta_n} n_{n-1}^* + S_{n-1}^* e^{-j\Theta_{n-1}} n_n + n_n n_{n-1}^* \quad (3)$$

[0027]

In order to provide a coarse estimated value  $\Theta$  of the frequency offset, coarse frequency corrector (5) computes the average value of the differential samples using averager (24) and scaler (26), and scales. By taking a long-term average (that is, expected value) of the output of differential detector (22), assuming a Gaussian noise distribution, the latter three items of equation (3) can be approximated by 0. It can be clearly seen by specialists that scaler (26) removes the bias generated by averager (24). In block (28), the complex conjugate of the coarse estimated value of the frequency offset is formed, and the estimated value for correction of the

frequency offset is formed in the block, and an estimated value for use in correction of the frequency offset in multiplier (30) is prepared. Here, by multiplying the coarse estimated value of the frequency offset with the received sample, the input sample series is rotated back towards the corrected (synchronized) frequency. Then, the coarsely corrected signal is output to line (32) towards fine timing/frequency corrector (7), or it is output to another coarse frequency corrector (5) if the aforementioned scheme should be repeated to provide an even more accurate frequency before synchronization of the received signal.

[0028]

This embodiment of the present invention describes that coarse frequency corrector (5) uses differential demodulator (detector) (22) to provide phase difference information. Another device may be used in unit (5) to provide the phase difference information, and this is well known to specialists. For example, two coherent correlators can be used to correlate the input symbol series and the unique code to obtain the phase difference between them at times  $n$  and  $n - 1$ . However, when this alternative scheme is adopted, one should note that the duration of the correlation should be sufficiently short such that a significant change does not occur in the frequency of the received signal during the correlation operation. Here, as explained above, the obtained phase difference is averaged, scaled, and is used to rotate the received signal.

[0029]

Figure 3 is a diagram illustrating an embodiment of fine timing/frequency corrector (7) shown in Figure 1. Here, for example, the fine timing/frequency corrector receives the coarsely corrected input series as input via, e.g., line (32). The input series is again subjected to differential demodulation in block (34). By means of differential demodulation of the symbol series in block (34), the effects of the remainder of the frequency rotation, that is, the portion not corrected by coarse frequency corrector (5), is separated into differences between adjacent symbols.

[0030]

Each information burst contains the intrinsic data field or word (known as sync word) for its burst or time slot. This unique word is identified by the receiver, and it can be compared with the received signal as a portion of the synchronization process using a correlation scheme. Because the input symbol series is differentially demodulated in block (34), inputs of the same type are sent to correlator (38). The identified unique word is also differentially demodulated in block (36). For example, a correlation can be obtained using two high speed Fourier transformations (FFTs) and circular convolution. Said correlator (38) outputs one of the

correlation values and correlation peaks. The correlation peak is a coarse estimated value of timing. However, because of a residual frequency offset, this peak may be not the "true" correlation peak. Because the "true" correlation peak is at least in the periphery of the peak judged by correlator (38), in block (40), for the next process, prescribed number N of samples are selected on the two sides of the peak.

[0031]

Then, fine timing/frequency corrector (7) uses optimum timing estimator (42) for a 2-D search between frequency and time (that is, adoption of time shift or adoption of frequency rotation), and judges whether there is a more appropriate correlation peak than that identified by correlator (38). By selecting a sample in block (40), the time parameter is set for searching. For a signal input to fine timing/frequency corrector (7), an estimated value of the maximum residual frequency offset is provided. For this purpose, a simulation is performed. For example, in the simulation, even in the case of the worst S/N ratio, the residual frequency offset should not be over  $\pm 200$  kHz. This information is used in setting the frequency parameter for searching. The searching can be generalized as follows. Assume two coordinate axes. One is time, and the other is frequency. Along the time axis, a number of divisions is set the N+1 samples selected in block (40). Along the frequency axis, the maximum frequency offset error (such as  $\pm 200$  kHz) is divided into an appropriate multiple (such as 40 multiples for of 10 kHz each). More generally speaking, this corresponds to arranging "divisions (bins)" of N+1 rounds x M frequencies. By means of coarse correction of the frequency offset in the reverse direction of fine timing/frequency corrector (7), the number of "bins" used in 2-D search engine (42) is decreased, and synchronization with the received signal at a high speed is possible, so that the present invention becomes possible, and/or few processing power MIPS are used. This fact should be noted. Here, for each bin, that is, for each combination of N+1 rounds of shift and M frequency offsets, the received input series and the unique word are coherently correlated. A detailed explanation of 2-D search technology is described in US Patent No. 5,151,926, and its disclosure is incorporated in the present specification for reference. Consequently, optimum timing estimator (42) provides a new set of correlation values. For the new set of correlation values, estimated values of the optimum burst and sample timing are supplied.

[0032]

Frequency estimated value  $f_0$  corresponding to the optimum estimated timing value is further improved (smoothed) by quadratic interpolator (quadratic interpolator) (44). First, said quadratic interpolator (44) selects two frequencies, that is,  $f_1$  and  $f_2$ , such that  $f_1$  is a little smaller than  $f_0$ , and  $f_2$  is a little larger than  $f_0$ . Said quadratic interpolator (44) uses short segments of  $f_0$ ,



$f_1$ ,  $f_2$  and the unique word for coherent correlation computing. A short segment of the unique word is used to prevent rotation of one symbol into another symbol because the frequency varies during the correlation computing operation. Said quadratic interpolator (44) adds the magnitude of the segment in non-coherent way because three new correlation values  $y_0$ ,  $y_1$ ,  $y_2$  are respectively supplied. The optimum timing estimated value is obtained with the following listed evaluation equation (4) from said values. Then, the quadratic interpolator judges the second order maximum value to judge the residual frequency offset.

[0033]

[Mathematical Equation 5]

$$\begin{aligned}
 f_{best} &= f_{max} = -b/(2a) \\
 a &= \left[ \frac{y_0 - y_1}{x_0 - x_1} - \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} \right] \frac{1}{x_1 - x_2} \\
 b &= \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} - a(x_0 + x_2)
 \end{aligned} \tag{4}$$

[0034]

Here,  $x_i = f_i$ . High precision estimated value (7) of the residual frequency offset is obtained, and fine timing/frequency corrector (7) uses multiplier (46) to rotate the input data series to supply the high precision synchronized signal. Finally, fine timing/frequency corrector (7) performs a final correlation computing operation with correlator (48) to determine the position of the unique word, and the synchronized signal is output to, e.g., demodulator (9). The 2-D search and the quadratic interpolation can be performed repeatedly with small frequency division to obtain an even more accurate estimated value.

[0035]

Figure 4 is a diagram illustrating an embodiment of the present invention for use at an Inmarsat M terminal or a terminal similar to it. Here, in order to facilitate explanation, a detailed explanation of the aforementioned several technologies will be omitted. Received data (91) are buffer linked, and 64-bit finite impulse response (FIR) pre-filter (92) is used to filter at 4 samples/bit. Filter (92) is transient Gaussian until -6 dB. That is, there is a bandwidth of about 6.84 kHz. Because 4 sets of differential samples are supplied, filtered data (93a) are differentially detected by differential detector (93b) (1 bit apart). With averager (93d), the average value of differential sample (93c) is computed, and it is scaled with scaler (93f) to obtain coarse frequency offset estimated value (93g). Because frequency corrected data series (93i) is supplied,

filtered data (93a) are rotated by multiplier (93h). Said frequency corrected data series (93i) is filtered by means of 64-tap FIR post-filter (94). Said filter (94) has a width of 5 kHz and has 3-dB bandwidth of 4.75 kHz. The filtered and frequency corrected data series (95a) is subjected to a differential correlation computing operation using differential correlator (95b). Said differential correlator (95b) uses two 2048-point FFTs and a circular correlation operation. Said differential correlator (95b) supplies a set of correlation values and correlation peak (95c). Optimum timing estimator (95d) executes a 2-D search (coherent correlation) for correlation peak (95c) using 21 frequency divisions and 9 sample points. Optimum peak (95e) of the new set of correlation values provides the sample timing and the burst timing. The three optimum correlation values are extracted by means of the 2-D search, and they are subjected to quadratic interpolation by means of interpolator (95f).

[0036]

Filtered frequency corrected data series (95a) is rotated by multiplier (95h) to supply the finally synchronized data series (95i). Finally synchronized data series (95i) is demodulated by 32-state Viterbi demodulator (96). The Viterbi demodulator uses the unique word to compute branch metric values and estimates the random phase error.

[0037]

The aforementioned approach shown in Figure 4 was simulated by means of a square root rolled cosine transmission filter with  $\alpha = 0.6$  and a continuous frame transmission for the frames that form 69 unique word bits by means of offset QPSK modulation at a data rate of 5.7 kbps, 576 data bits and 12 dummy bits with a S/N ratio ( $E_b/N_0$ ) at 2 dB in an AWGN 5 kHz channel. As a result, the probability of frame acquisition within 120 ms was 98%. In addition, the frequency error was estimated at a  $\pm 3$  Hz standard deviation.

[0038]

Figure 5 is a graph illustrating the results of simulation for clarifying the detection probability of frames versus the  $E_b/N_0$  value range at a precision of  $\pm 1/2$  bit (1-bit precision). This result shows that a 2-dB S/N ratio provides frame acquisition in this range of bit precision having a probability of about 98% for the embodiment shown in Figure 4. This indicates that the scheme of the present invention positions the start of the unique word in a range of  $\pm 1$  bit from the true start sample. One should note that the detection probability depends on the presence of an effectively transmitted frame. In other words, in this simulation, the error alarm probability is not considered. Figure 6 shows the standard deviation of the residual frequency error versus the  $E_b/N_0$  value range. According to the technology of the present invention, the estimated

frequency value is supplied with a standard deviation having a precision of  $\pm 3$  Hz at an  $E_b/N_0$  of 2 dB. This error corresponds to a phase rotation of about  $\pm 0.2$  degree/bit.

[0039]

Figure 7 shows a general land mobile cellular system that can execute the aforementioned technology. Here, receiver (112) is connected to another mobile phone or a personal telephone user (not shown in the figure) by means of land wireless transmitter (110). Wireless transmission signal (111) is synchronized and demodulated according to the present invention. Figure 8 shows a general satellite mobile cellular system. Here, receiver (115) is connected by satellite wireless transmitter (113) to another mobile telephone or a personal telephone user (not shown in the figure). Wireless transmission signal (114) is synchronized and demodulated according to the present invention.

[0040]

For improving a very large-scale integrated circuit (VLSI) and digital signal processing (DSP) technology, the cost effectiveness of digital modulation is larger than that of an analog transmission system. A programmable digital signal processor can fully realize a digital modulator and demodulator with software. Consequently, specialists will recognize that realization of the present invention by means of hardware and/or software is within the Claims of the present invention.

[0041]

For example, frequency division multiplex access (FDMA), time division multiple access (TDMA), and code division multiplex access (CDMA) as multiplex access methods are used for simultaneous allotment of plural telephone subscribers to a limited bandwidth in the wireless spectrum. Embodiment of the present invention is independent of any of the aforementioned multiplex access systems. Consequently, embodiment is possible in conjunction with these systems or other systems.

[0042]

The present invention is not limited to existing digital modulation systems. It is beneficial for demodulation of any wireless transmission signal that requires an estimated frequency value or sample and burst timing. The present invention has been explained with reference to embodiments, but the present invention is not limited to them. Modifications or changes are possible as long as the gist and range defined in the Claims are observed.

### Brief description of the figures

Figure 1 is a block diagram illustrating the receiver in an embodiment of the present invention.

Figure 2 is a diagram illustrating the embodiment of the coarse frequency offset corrector shown in Figure 1.

Figure 3 is a diagram illustrating embodiment of the fine timing/frequency corrector shown in Figure 1.

Figure 4 is a diagram illustrating the synchronizer and demodulator in an embodiment of the present invention for use in an Inmarsat M terminal.

Figure 5 is a graph illustrating the S/N ratio versus the peak detection probability for simulation of an embodiment of the present invention.

Figure 6 is a graph illustrating the S/N ratio versus the estimated frequency error for simulation of an embodiment of the present invention.

Figure 7 is a diagram illustrating a land mobile cellular system.

Figure 8 is a diagram illustrating a satellite mobile cellular system.

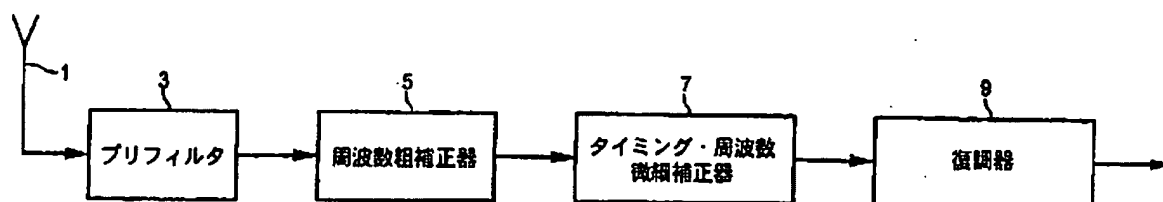


Figure 1

- Key:
- |   |                                 |
|---|---------------------------------|
| 3 | Pre-filter                      |
| 5 | Coarse frequency corrector      |
| 7 | Fine timing/frequency corrector |
| 8 | Demodulator                     |

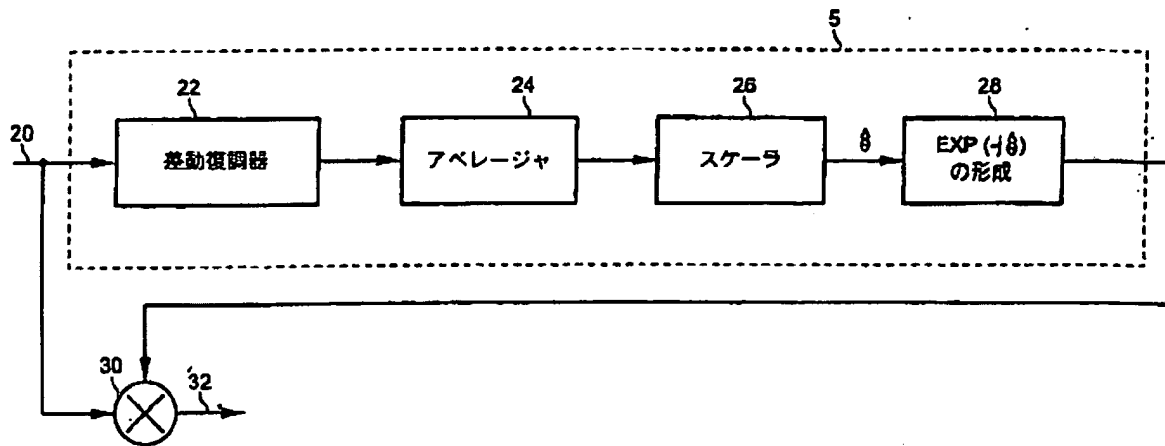


Figure 2

Key: 22 Differential detector  
 24 Averager  
 26 Scaler  
 28 Formation of  $\text{EXP}(-j\hat{\theta})$

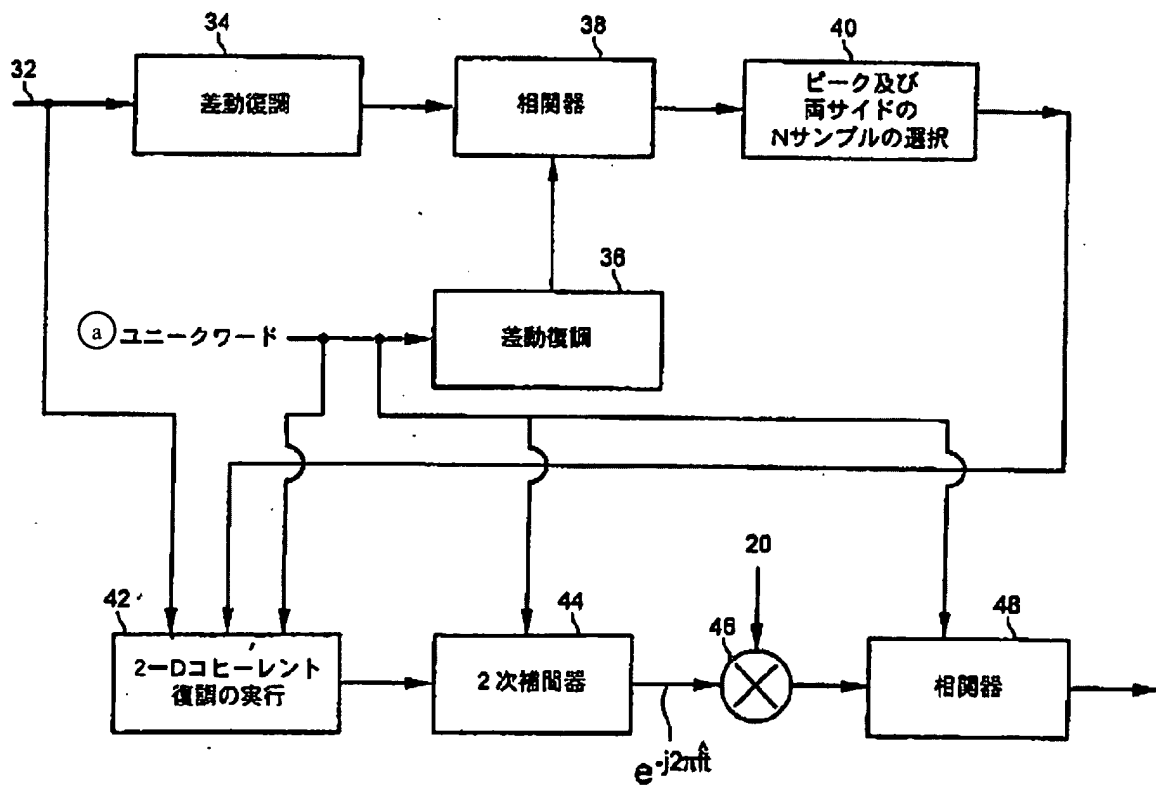


Figure 3

- Key: a Unique word  
 34 Differential demodulation  
 36 Differential demodulation  
 38 Correlator  
 40 Selection of N samples at peak and two sides  
 42 Execution of 2-D coherent demodulation  
 44 Quadratic interpolator  
 48 Correlator

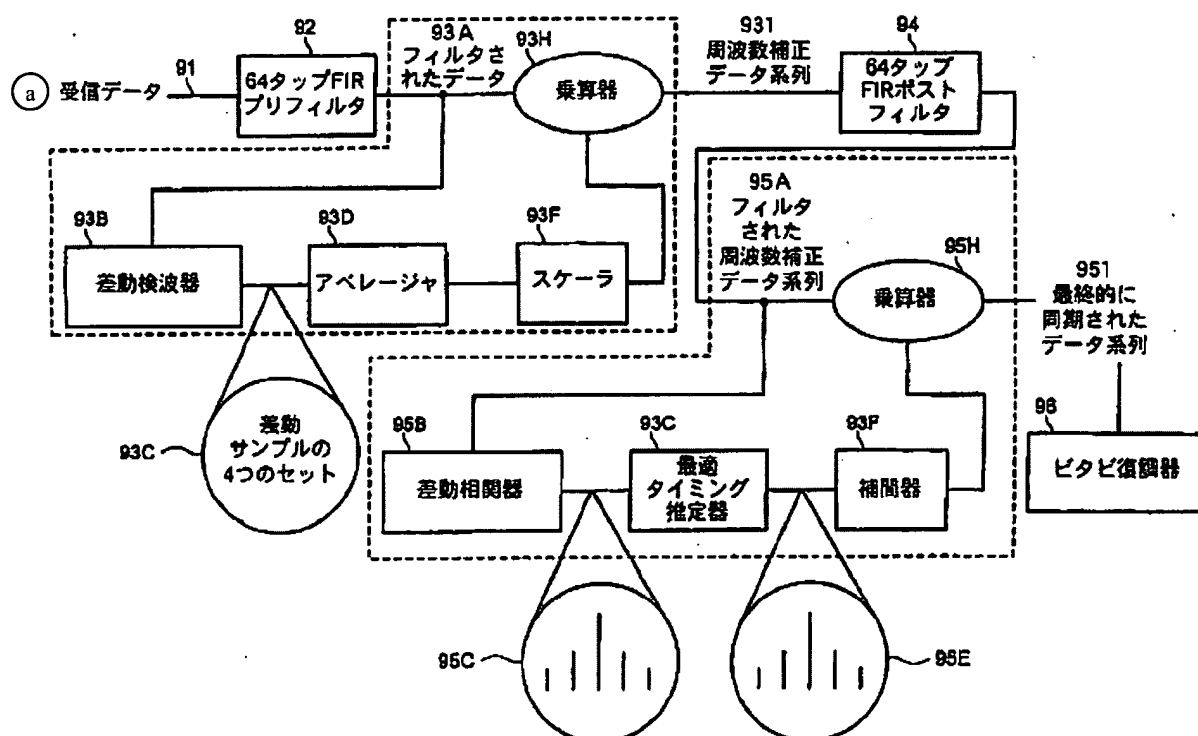


Figure 4

- Key: a Received data  
 92 64-tap FIR pre-filter  
 93A Filtered data  
 93H Multiplier  
 93I Frequency corrected data series  
 94 64-tap FIR post-filter  
 93B Differential detector  
 93D Averager  
 93F Scaler  
 95A Filtered frequency corrected data series  
 95H Multiplier

- 951 Final synchronized data series
- 93C 4 sets of differential samples
- 95B Differential correlator
- 93C Optimum timing estimator
- 93F Interpolator
- 96 Viterbi demodulator

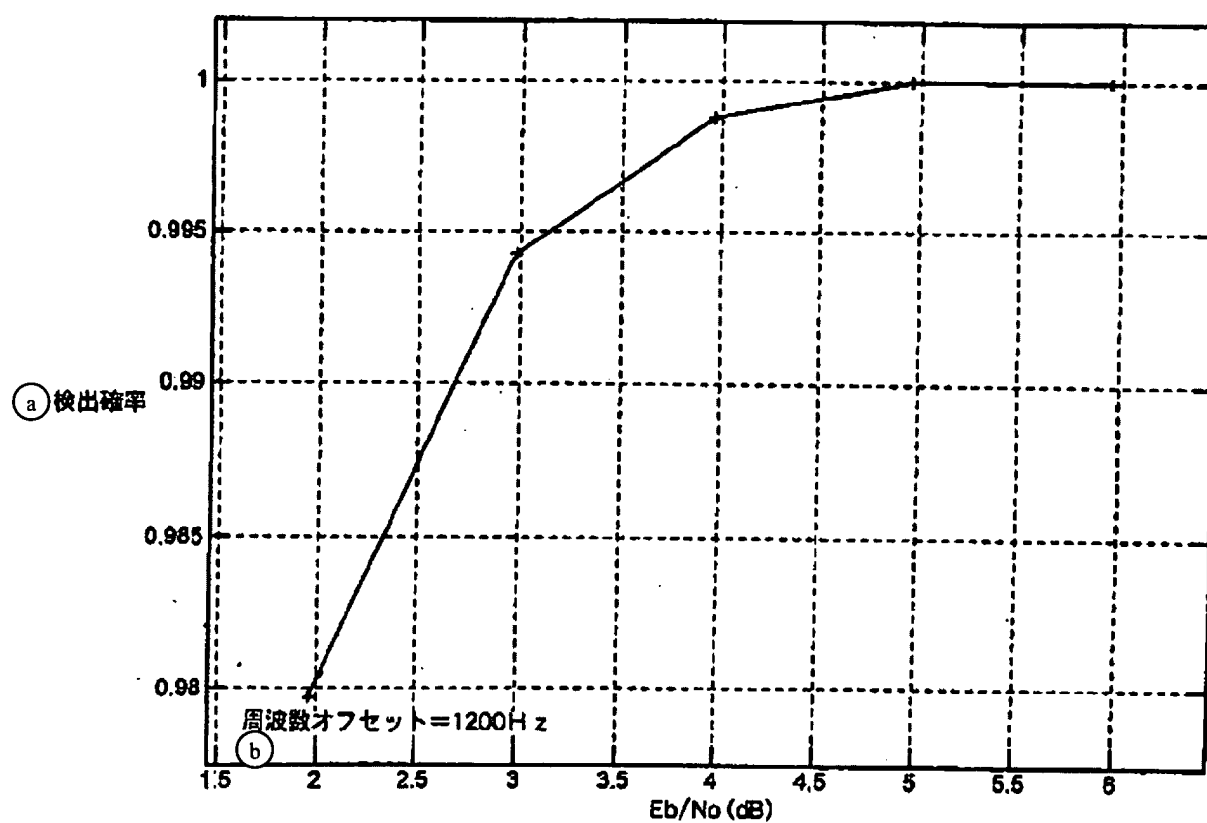


Figure 5

Key: a Detection probability  
b Frequency offset

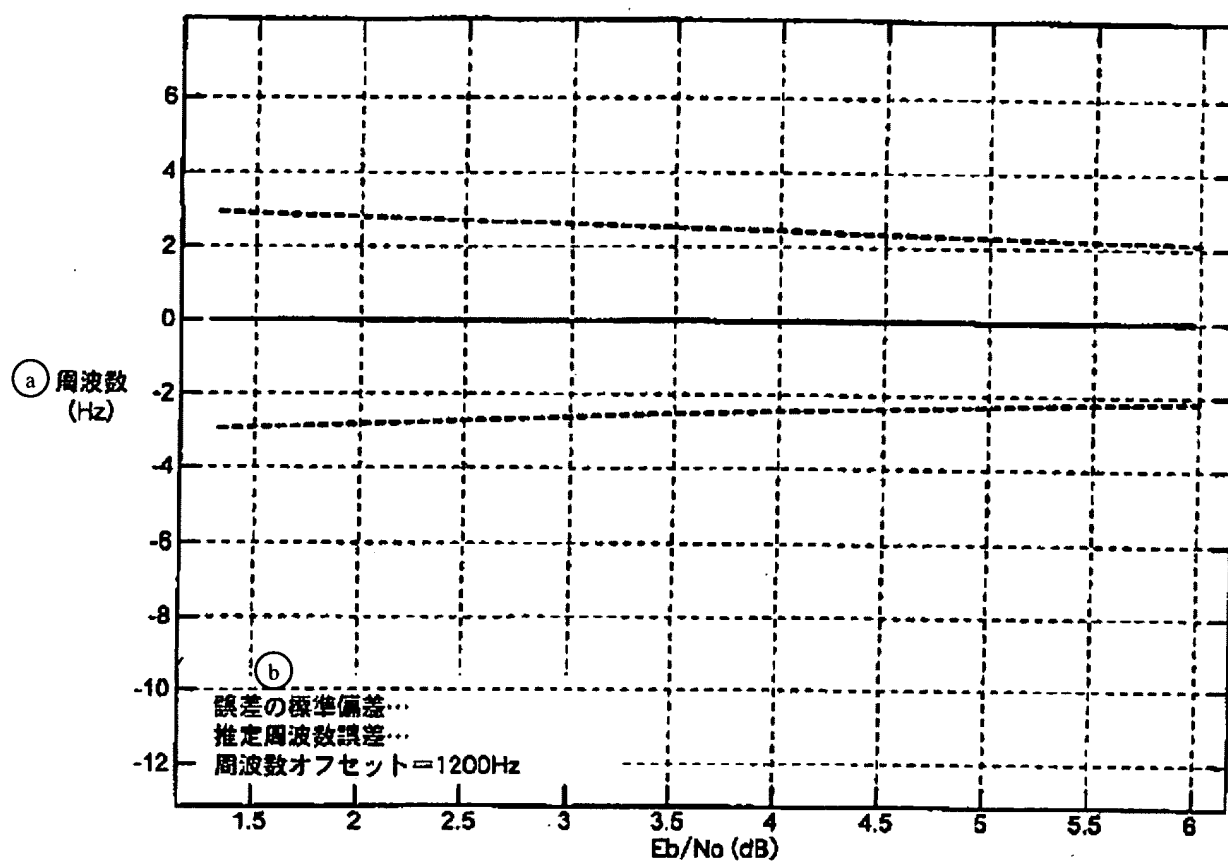


Figure 6

Key: a Frequency (Hz)  
 b Error standard deviation...  
 Estimated frequency error...  
 Frequency offset

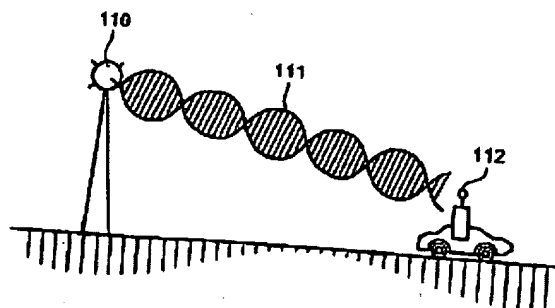


Figure 7



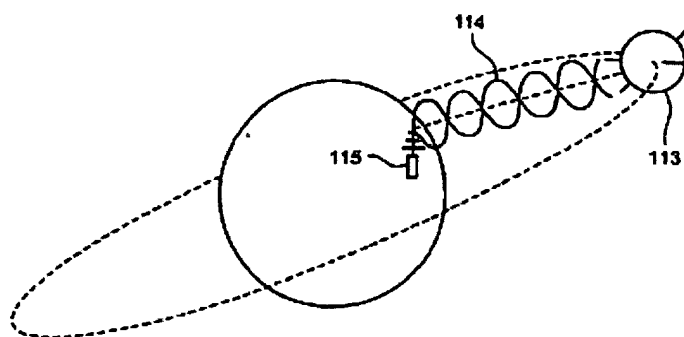


Figure 8

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/US 98/19894

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 6 H04L27/233 H04L7/04

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 6 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	CLASSEN F ET AL: "AN ALL FEEDFORWARD SYNCHRONIZATION UNIT FOR DIGITAL RADIO" PROCEEDINGS OF THE 1993 IEEE 43TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, vol. 1 of 3, 18 - 20 May 1993, pages 738-741, XP000393288 SECAUCUS, NJ, USA	11-14,22
Y	see page 738, right-hand column, paragraph 2 - page 740, right-hand column, paragraph 1	18,19
A	see figure 1	1-10,15, 20

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents:

- "A" documents defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "C" earlier document but published on or after the international filing date
- "D" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (see specification)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "B" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

15 January 1999

Date of mailing of the international search report

21.01. 1999

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.O. Box 5818, 6818  
Munich, 85618 Munich, Germany  
Tel. (+431-70) 348-3538, Tx. 31 851 epe ml  
Fax: (+431-70) 348-3018

Authorized officer

Pieper, T

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/JP 98/19894

## C. (Confidential) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	WO 93 11685 A (COMMUNICATIONS SATELLITE CORP) 10 June 1993	18,19
A	see page 4, paragraph 2 see page 15, paragraph 2 - page 16, paragraph 2  see page 17, paragraph 2 - paragraph 3 see figure 5	1,4,5, 11,15, 16,21,22
A	EP 0 526 833 A (NIPPON ELECTRIC CO) 10 February 1993 see page 5, line 38 - page 6, line 12 see page 7, line 23 - line 65 see page 8, line 3 - line 37; figures 2,4	1,4,6,7, 11,18
A	WO 85 04999 A (HARRIS CORP) 7 November 1985  see page 3, line 14 - line 23 see page 5, line 5 - line 32 see page 7, line 22 - line 35 see page 9, line 18 - line 31 see page 11, line 12 - line 26 see page 15, line 15 - line 29 see page 17, line 7 - line 27 see page 17, line 37 - page 18, line 24	1,3,4,6, 7,11,15, 18-22
A	US 5 151 926 A (CHENNAKESHU SANDEEP ET AL) 29 September 1992 cited in the application  see abstract see column 3, line 15 - line 33 see column 5, line 31 - column 6, line 43 see column 8, line 13 - line 62 see column 9, line 16 - line 68	1,4,5,7, 10,11, 15,16, 18,21
A	EP 0 645 917 A (NIPPON ELECTRIC CO) 29 March 1995 see page 2, line 25 - line 36 see page 4, line 43 - page 5, line 2 see figures 1,6	2,8,12, 13,19

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

in relation to patent family members

International Application No.

PCT/US 98/19894

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9311685 A	10-06-1993	EP 8614582 A	14-09-1994
EP 0526833 A	10-02-1993	JP 5244210 A	21-09-1993
		JP 5037511 A	12-02-1993
		JP 5037576 A	12-02-1993
		JP 5167630 A	02-07-1993
		AU 656098 B	19-01-1995
		AU 2066392 A	04-02-1993
		CA 2074889 A,C	31-01-1993
		DE 69224687 D	16-04-1998
		DE 69224687 T	02-07-1998
		EP 0750411 A	27-12-1996
		US 5276710 A	04-01-1994
WO 8504999 A	07-11-1985	US 4599732 A	08-07-1986
		CA 1246152 A	06-12-1988
		DE 3590158 T	26-06-1986
		EP 0186691 A	09-07-1986
		GB 2170978 A,B	13-08-1986
US 5151926 A	29-09-1992	CA 2065638 A	22-11-1992
EP 8645917 A	29-03-1995	JP 2643792 B	20-08-1997
		JP 7087149 A	31-03-1995
		AU 672128 B	19-09-1996
		AU 7295594 A	30-03-1995
		US 5440267 A	08-08-1995

## Reference 3

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2001-520484

(P2001-520484A)

(43) 公表日 平成13年10月30日 (2001. 10. 30)

(51) Int.Cl.	識別記号	F I	テマート (参考)
H 0 4 L 27/22		H 0 4 L 7/00	F 5 K 0 0 4
7/00		7/08	C 5 K 0 4 7
7/08		27/22	C

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 38 頁)

(21) 出願番号 特願2000-518468(P2000-518468)  
 (86) (22) 出願日 平成10年9月30日 (1998. 9. 30)  
 (85) 翻訳文提出日 平成12年4月14日 (2000. 4. 14)  
 (86) 国際出願番号 PCT/US 98/19894  
 (87) 国際公開番号 WO 99/20023  
 (87) 国際公開日 平成11年4月22日 (1999. 4. 22)  
 (31) 優先権主張番号 08/950, 134 Equivalent to Ref. 3  
 (32) 優先日 平成9年10月14日 (1997. 10. 14)  
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 エリクソン インコーポレイテッド  
 ERICSSON INC.  
 アメリカ合衆国 ノース カロライナ州  
 27709, リサーチ トライアングル パ  
 ーク, ビー. オー. ボックス  
 13969, ディヴェロップメント ドライ  
 ブ 7001

(72) 発明者 チェンナケッシュ, サンディーブ  
 アメリカ合衆国 ノース カロライナ州  
 27513, キャリー, グレン アビー  
 ドライブ 311

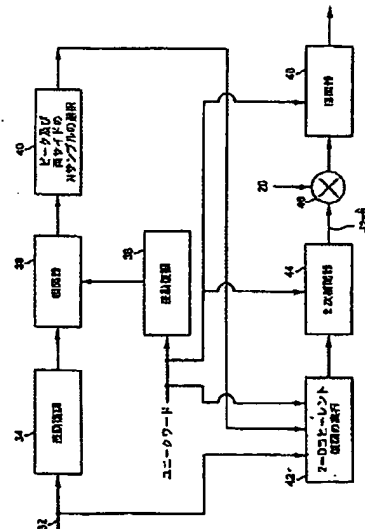
(74) 代理人 弁理士 大塚 康徳 (外2名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信のための同期方法およびシステム

## (57) 【要約】

ユニークワードを有するフレームフォーマットで伝送された無線信号波の同期および復調の方法および装置であって、受信信号の周波数オフセットの補正、周波数補正された信号とユニークワードとの差動相関演算を含む。第1のタイミング推定値は、周波数と時間との間の2-D探索によって、更に改善され、第1の周波数推定値は、2次補間によって、更に改善される。最終的に同期された信号は、ピタビに基づく復調器により復調される。



**【特許請求の範囲】**

【請求項1】 受信信号に関する周波数オフセットの第1の推定値を判定する第1の周波数推定器と、

補正信号を発生させるために、前記第1の推定値を用いて前記受信信号を補正する手段と、

前記補正信号を受信し、前記受信機に既知のユニークワードを用いて周波数オフセットの第2の推定値を判定し、タイミング推定値を出力する、周波数・タイミング推定器と、

周波数補正された信号を発生させるために、前記第2の推定値を用いて前記補正信号を更に補正する手段と、

前記タイミング推定値を用いて前記周波数補正された信号に同期させる手段と

を備えることを特徴とする受信機。

【請求項2】 前記第1の周波数推定器は、

前記受信信号のサンプル間の差動位相情報を供給するデバイスと、

平均値を発生させるために前記差動位相情報の平均値を計算する平均値計算ユニットと、

バイアスを調整し、前記第1の推定値を発生させるために、前記平均値をスケールリングするスケールリングユニットと、

を更に備えることを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項3】 前記補正する手段は、

前記第1の推定値に関する値と前記受信信号とを乗算する乗算器を更に備えることを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項4】 前記周波数・タイミング推定器は、

前記補正信号を差動復調する第1の差動復調器と、

前記ユニークワードを差動復調する第2の差動復調器と、

前記差動復調された補正信号と前記差動復調されたユニークワードとの相関値の第1のセットを供給する相関器であって、前記相関値に関する相関ピークは前記タイミング推定値の初期値を供給する、相関器と、

を更に備えることを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項5】 前記微細周波数・タイミング推定器は、  
前記相関ピークと該相関ピークの周辺にある所定数のサンプルとを選択する手段と、

前記選択された所定数のサンプルと前記相関ピークとを用いて、前記ユニークワードと、前記受信信号の複数の周波数オフセットおよび時間シフトされたバージョンとの相関演算を行い、相関値の第2のセットを発生させる、2次元コヒーレント相関器と、

選択された前記相関値の第2のセットのサブセットを平滑化して前記第2の推定値を発生させる補間器と、

を更に備えることを特徴とする請求項4に記載の受信機。

【請求項6】 前記更に補正する手段は、  
前記受信信号に、前記第2の推定値に関する値を乗算する乗算器を更に備えることを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項7】 前記同期させる手段は、  
前記受信信号内にある前記ユニークワードの位置を識別するために、前記ユニークワードと前記周波数補正された信号との相関演算を行う相関器を更に備えることを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項8】 前記デバイスは、差動復調器であることを特徴とする請求項2に記載の受信機。

【請求項9】 前記デバイスは、少なくともコヒーレント相関器を含むことを特徴とする請求項2に記載の受信機。

【請求項10】 前記受信信号は、FDMA、TDMA、CDMAの接続方式のうち、少なくともいずれかの接続方式を用いて受信することを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項11】 ユニークワードを含む情報のフレームを含む信号を受信する受信機であって、

前記信号の周波数オフセットを粗く推定し、該推定されたオフセットを用いて前記信号を補正する粗推定器と、

前記補正された信号を受信し、高精度な周波数オフセットを推定し、該推定された高精度な周波数オフセットを用いて前記補正された信号を補正し、前記フレーム内にある前記ユニークワードの位置を識別する、微細推定器と、  
前記位置を用いて前記信号を復調する復調器と、  
を備えることを特徴とする受信機。

【請求項12】 受信信号に関する周波数オフセットを推定する装置であって、

前記受信信号のサンプル間の差動位相情報を供給するユニットと、  
平均値を発生させるために、前記差動位相情報の平均値を計算する平均値計算ユニットと、

バイアスを調整し、前記周波数オフセットの推定値を発生させるために、前記平均値をスケーリングするスケーリングユニットと、  
を備えることを特徴とする装置。

【請求項13】 前記差動位相情報を供給するユニットは、差動復調器であることを特徴とする請求項12に記載の装置。

【請求項14】 前記差動位相情報を供給するユニットは、少なくとも1つのコヒーレント相関器を含むことを特徴とする請求項12に記載の装置。

【請求項15】 受信信号に関する周波数オフセットを推定し、前記受信信号内にあるユニークワードの位置を推定する装置であって、

前記受信信号に関するサンプルを差動復調する第1の差動復調器と、  
前記ユニークワードを差動復調する第2の差動復調器と、  
前記差動復調された受信信号と前記差動復調されたユニークワードとの相関値の第1のセットを供給する相関器であって、前記相関値に関する相関ピークは、前記周波数オフセット推定値と前記タイミング推定値との初期値を供給する、相関器と、

前記周波数オフセット推定値と前記タイミング推定値との初期値を改善できるかを判断する手段と、

を備えることを特徴とする装置。

【請求項16】 前記判断する手段は、



前記相関ピークと該相関ピークの周辺にある所定数のサンプルとを選択する手段と、

前記選択された所定数のサンプルと前記相関ピークとを用いて、前記ユニークワードと、前記受信信号の複数の周波数オフセットおよび時間シフトされたバージョンとの相関演算を行い、相関値の第2のセットを発生させる、2次元コヒーレント相関器と、

選択された前記相関値の第2のセットのサブセットを平滑化して、前記周波数オフセットの推定値と前記タイミングの推定値とを発生させる補間器と、

を更に備えることを特徴とする請求項15に記載の装置。

【請求項17】 前記補間器は、次式に従って演算を行う2次補間器であることを特徴とする請求項16に記載の装置。

【数1】

$$f_{best} = f_{max} = -b/(2a)$$

$$a = \left[ \frac{y_0 - y_1}{x_0 - x_1} - \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} \right] \frac{1}{x_1 - x_2}$$

$$b = \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} - a(x_0 + x_2)$$

ただし、 $y_0$ 、 $y_1$ および $y_2$ は、前記選択された相関値のサブセットであり、また、 $x_0$ 、 $x_1$ および $x_2$ は各々、 $y_0$ 、 $y_1$ および $y_2$ に対応する周波数である。

【請求項18】 フレームフォーマットで伝送され、ユニークワードを有するデータ系列を同期させる方法であって、

周波数補正されたデータ系列を供給するためにデータ系列を調節する工程と、複数の相関値を供給するために、前記周波数補正されたデータ系列と前記ユニ

ークワードのコピーとの相関演算を行う相関演算工程と、

前記複数の相関値のうち少なくとも1つの相関値を用いて周波数推定値を計算する工程と、

前記周波数推定値を用いて前記データ系列を補正する工程と、

前記補正されたデータ系列を同期させる工程と、

を有することを特徴とする方法。

【請求項19】 前記周波数補正されたデータ系列を供給するためにデータ系列を調節する工程は、

前記データ系列のサンプルを差動復調する工程と、

周波数オフセットの粗い推定値を発生させるために、前記差動サンプルについて平均値を計算し、スケーリングする工程と、

前記周波数オフセットの粗い推定値により前記データ系列を回転させる工程と、

を更に有することを特徴とする請求項18に記載の方法。

【請求項20】 前記相関演算工程は、

前記相関演算に先立って、前記周波数補正されたデータ系列および前記ユニークワードを差動復調する工程を更に有することを特徴とする請求項18に記載の方法。

【請求項21】 前記周波数推定値を計算する工程は、

相関値のセットを識別するために、前記複数の相関値のうち少なくとも1つの相関値に基づいて選択された、周波数区分 (bins) の数とサンプルポイントの数とによって2-D探索を行う工程と、

前記周波数推定値を識別するために、前記相関値のセットと前記対応する周波数推定値のセットとの2次補間を行う工程と、

を更に有することを特徴とする請求項18に記載の方法。

【請求項22】 前記粗推定器の前段に設け、前記信号をフィルタリングする第1のフィルタと、

前記微細推定器に前記補正された信号が入力される前段に設け、前記補正された信号をフィルタリングする第2のフィルタであって、前記第1のフィルタより

も通過域が狭い第2のフィルタと、  
を更に備えることを特徴とする請求項11に記載の受信機。

**【発明の詳細な説明】****【0001】****(背景)**

本発明は、デジタル無線システムに関し、より具体的には、無線通信システムにおける受信信号の処理としての同期処理に関する。

**【0002】**

無線通信システムは、エアインタフェースにより、例えば、情報を搬送周波数で変調することにより、情報の伝送を行う。受信すると、受信機は、しかるべき復調技術を行うことにより、受信信号からその情報を正確に抽出しようとする。しかし、受信信号を復調するためには、第1に、送信機と受信機との間でタイミングの同期をとることが必要である。例えば、送信機と受信機とのクロックが異なると、ビットタイミングのずれが生じる。更に、ある無線通信システムにおいては、“フレーム (frames)” とよばれる情報がバーストの中に伝送される。このようなシステムのタイプにおいては、特定の受信機に係る情報が分離され復調されるように、フレームの始めの位置を探し出すことも望まれる。

**【0003】**

あいにく、受信信号への同期に関しては多くの課題がある。例えば、受信機は目的の信号が伝送される割り当て周波数に同調するにもかかわらず、ドップラーシフトにより受信機と同調周波数と、エアインタフェースを通じて巡回した後に受信機に到来した場合の所望の情報信号の実際の周波数との間に大きな周波数オフセットを生じる。その上、受信機で使用する水晶発振器は、100万分の1のオーダー程度の精度しかないので、更に周波数オフセットを生じることになる。

**【0004】**

未知の周波数オフセットに加え、受信機は未知の位相精度にも対処しなければならない。すなわち、受信機には、パワーオンでのシンセサイザにより発生した信号の位相と、受信信号の位相との差が不明である。そのため、受信機は、受信信号の同期においては、未知のタイミング、未知の周波数オフセット、未知の位相という少なくとも3つの問題に直面する。

**【0005】**

これらの問題があるにもかかわらず、今日の受信機のために設定される性能目標は非常に高い。例えば、多くの受信機の設計には、あるバーストの最初のフレームの間に同期がほとんど常時（例えばその時間の96%）得られることが求められる。ドップラー効果が相対的に大きく、パワーの制約条件には相対的に低いS/N比（signal-to-noise ratio）の許容が求められ、周波数チャネルが相対的に狭い衛星通信システムの場合は、この性能目標は更に困難なものである。後者では、所望の情報信号が隣り合うチャネルの中心周波数にシフトすることが十分に起こり得ることから、上記したような周波数オフセットは更に重要となる。

#### 【0006】

同期の重要性、あるいはその復調への影響のために、かかる課題についての様々な議論がなされた文献が数多くある。例えば、「デジタルセルラー移動無線システムの実現 (Emerging) のためのモデム (MODEMS for Emerging Digital Cellular-Mobile Radio System)」と題されたKamilo Feherによる論文 (IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, May 1991) では、変調-復調 (モデム) 選択および設計に関する移動セルラー標準への影響が論じられた。この論文は、第2世代無線システムの実現 (emerging) に用いられる様々な変調技術について論じている。この論文が指摘するように、ほとんどのシステム標準は復調のアーキテクチャについて指示していない。製造会社は信号の復調にコヒーレント法、差動法、あるいは弁別法を使うことになるだろう。

#### 【0007】

上記論文は、主に $\pi/4$ -QPSK変調信号に焦点を当てている。大きな周波数シフトによってオフセットQPSK変調信号が低ビットレート通信システムに適さなくなってしまうと、Feherは主張する。しかしながら、本発明はこの課題を解決するものである。

#### 【0008】

詳細な復調技術としては、「デジタル実施に適した復調器のリファレンス回復法 (Demodulator Reference Recovery Techniques Suited for Digital Implementation)」と題されたGardnerによる報告書 (ESA Final Technical Report 1989, ESTEC Contract No. 6847/86/NL/DG) に記載されている。Gardnerは、最尤

法を用いて周波数誤差を推定し、位相誤差検出器を用いて位相を補正することを提案している。

#### 【0009】

「海上および陸上移動データ通信のためのプリアンブルレス・オールディジタルOQPSK復調器のDSPによる実現 (DSP implementation of a Preambleless All-Digital OQPSK Demodulator for Maritime and Mobile Data Communications)」と題されたJ. Ahmad等による論文 (IEEE, 1993, pp. 4/1-5) には、別の復調技術が記載されている。Ahmadによれば、一般にコヒーレント検波に使用される位相制御ループ (PLLs ; phase lock loops) は、初期搬送波周波数のための同期引き込み (pull-in) レンジが不十分である。Ahmadは、デュアルフィルタ弁別器を用いて周波数オフセットを推定し、AFCループで周波数誤差を補正し、そして、2次分割ループ (second order split loop) で位相誤差を検出する手法を提案している。

#### 【0010】

しかし、他にもある欠点の中でもとりわけ、これらの提案ではいずれも、低SN比の場合に十分高い第1フレーム成功率で十分正確な同期を達成することについては、著者の考察がなされていない。よって、これらの問題点を解決する受信情報信号の同期のための新しい技術を提供することは有益となるであろう。

#### 【0011】

##### (発明の概要)

本発明はデジタル無線信号の同期に関する。本発明の実施形態には、他のステップも含まれるが、受信信号の周波数オフセットを粗補正し、該周波数補正された信号とユニークワード (unique word) との差分相関をとるステップが含まれる。差分相関は、タイミングの粗い推定を与える相関ピークを提供する。この同期のための手法がデータの補助となるため、伝送された第1フレームのバースト検出の高速かつ高い信頼性を確保する。

#### 【0012】

本発明の実施形態には、上記した差動相関により識別されたものよりもっとよい相関ピークがあるかどうかを判断するための、周波数と時間との2-D探索の

適用が含まれる。この第2の相関ピークは、より優れたサンプルとバーストのタイミングの推定値を与える。次に、2次補間が、この第2の相関ピークに対応する周波数推定値を改善する。更に、これらのタイミングと周波数の推定値が、受信信号の同期に使用される。そして、同期された信号は、例えば、ビタビアルゴリズムに基づく復調器により、復調される。

#### 【0013】

##### (詳細な説明)

所望の情報信号の第1フレームが受信機で受信されたとき、ほとんどの通信システムでは、送信機のクロックと受信機のクロックとは、“ロック”しない。すなわち、これらは同期しない。フェージング、シャドウイング、ドップラーシフト、あるいはランダム周波数変調の別の形態による周波数オフセットがおそらく生じているであろう。更に、位相リファレンスが可能でないシステムには受信信号の相対的な位相が分からない。したがって、このような受信信号は、タイミング、周波数、位相が効率的には分からない。

#### 【0014】

本発明の実施形態にかかる受信機の詳細ブロック図である図1に示すように、この受信信号はアンテナ1を介して受信機に入力される。受信機は、受信機が同調した搬送周波数のエネルギーを通過させるアナログまたはデジタルのフィルタ3を用いて受信信号をフィルタリングする。このプリフィルタリングは、さまざまな方法があるが、無線チャネルで生じたノイズを除去するために行われる。周波数オフセットが生じた方向と度合が不明であるため、このプリフィルタ3は、予測される最大周波数オフセットを計算に入れて設計されたチャネル帯域幅を考慮して、相対的に広くとるべきである。例えば、5kHz幅のチャネルを用いるシステムには10kHzのフィルタを使用する。

#### 【0015】

プリフィルタリングされた信号は、まず、周波数粗補正器5で周波数オフセットの補正が行われる。以下に詳細に説明するように、周波数粗補正器5は、粗い周波数オフセット推定値に応じてプリフィルタリングされた信号を回転させて、粗く（周波数）補正された信号を供給する。図1では周波数粗補正器5を表すブ

ロックは1つだけ描かれているが、タイミング・周波数微細補正器7の前段に2またはそれ以上の周波数粗補正器を連続して設け、周波数オフセットが所望の度合に補正されるまで粗補正を反復して行うことも可能であることは、当業者は理解するだろう。

#### 【0016】

図2について以下に詳細に説明するように、受信信号に含まれている（同期）ユニークワードを用いることなく、周波数粗補正器5で周波数オフセットのための信号の粗い補正が行われる。本発明の実施形態においては、フレーム全体、すなわち、データビットとユニークワード・ビットとを含む全てのビットが、周波数オフセットのために補正される。周波数粗補正器5は、特に、大きな周波数オフセットが生じる場合に、受信信号の同期に必要な時間および電力を相当低減させる。

#### 【0017】

一度周波数オフセットの粗補正がされると、次に、その粗補正された信号は狭帯域化フィルタ（図示せず）によりフィルタリングされる。信号は周波数オフセットの補正がされるので、この第2のフィルタは、メッセージ信号部分を失わずにフィルタ3より通過域を狭くすることができ、そのため、付加されたノイズを除去することができる。

#### 【0018】

図3について以下に詳細に説明するように、続くタイミング・周波数微細補正器7は、粗補正された信号全体についてユニークワードとの差動相関をとり、相関ピークを発生させる。この相関ピークは、タイミングの粗い推定値を与える。次に、よりよい相関ピークがあるかどうかを判断するために、周波数と時間との2-D探索（すなわち、時間移動の適用または周波数回転の適用）を行うことが可能である。2-D探索は、相関値の新たなセットを発生させる。この相関値の新たなセットの相関ピークは、最良のバーストおよびサンプルタイミングの推定値を提供すると考えられる。

#### 【0019】

最良のタイミング推定に関する周波数推定値は、補間（平滑化）により改善さ



れる。この補間は最もよく合う（ベストフィットする）周波数を見つけだす。いったん最良のタイミングと最良の周波数の推定値が得られると、信号は精度よく同期され、復調器9による復調の準備に入る。復調器9は、公知の復調器、例えば、状態のセットを通して受信したデータを追跡し、それに応じてメッセージ信号を回復するビタビ・アルゴリズムを用いる復調器、を使用することができる。2-D探索と2次補間は、よりよいタイミングと周波数の推定のために繰り返すことが可能である。

#### 【0020】

図2は、図1に示した周波数粗補正器5の実施形態をより詳細に表した図である。同図において、ライン20に到来する入力信号は、所定の回数、例えば、ビット当たり4回、入力サンプル系列を与えるためにサンプリングされる。各ビットは、4回サンプルされるので、各ビットから最初のサンプルをとらえて、最初のサンプルセットを形成し、各ビットから2番目のサンプルをとらえて、2番目のサンプルセットを形成する、ということが可能である。本実施形態では、周波数粗補正器5は、差動サンプルの4つのセットを供給するためにサンプルの各セットを差動検波する差動検波器22を用いる。受信信号は、次式で表されると仮定する。

#### 【0021】

#### 【数2】

$$r_n = e^{j\Theta_n} S_n + n_n \quad (1)$$

#### 【0022】

ただし、 $e^{j\Theta}$  = 時刻  $n$  における周波数オフセット、

$S_n$  = 時刻  $n$  における所望の信号のエネルギー、

$n_n$  = 時刻  $n$  におけるノイズのエネルギー、である。

#### 【0023】

そして、過去、すなわち時刻  $n-1$  に受信した信号は、次式で表される。

【0024】

【数3】

$$r_{n-1} = e^{j\Theta_{n-1}} S_{n-1} + n_{n-1} \quad (2)$$

【0025】

差動検波器22は、演算 $r_n r_{n-1}^*$ を行う。ただし、記号“\*”は、複素共役を表す。式(1)および(2)を用いてこの演算を拡張すると、次式のようになる。

【0026】

【数4】

$$r_n r_{n-1}^* = S_n S_{n-1}^* e^{j(\Theta_n - \Theta_{n-1})} + S_n e^{j\Theta_n} n_{n-1}^* + S_{n-1}^* e^{-j\Theta_{n-1}} n_n + n_n n_{n-1}^* \quad (3)$$

【0027】

周波数粗補正器5は、周波数オフセットの粗い推定値 $\hat{\Theta}$ を与えるため、アベレージャ24およびスケラ26により差動サンプルに対し平均値を計算してスケリングする。差動検波器22の出力の長期平均（すなわち、期待値）をとることにより、ガウス雑音分布を仮定すれば式(3)の後ろの3項は、0に近似できる。当業者には理解できるだろうが、スケラ26は、アベレージャ24で生じたバイアスを除去する。ブロック28では、周波数オフセットの粗い推定値の複素共役が形成され、乗算器30における周波数オフセットの補正に用いるための推定値を用意する。これで、受け取ったサンプルに周波数オフセットの粗い推定値を乗じることにより、入力サンプル系列が補正された（同調された）周波数に向けて逆に回転することになる。そして、粗補正された信号は、タイミング・周波数微細補正器7に向かうライン32に、または、受信信号の同期の前に更に正確な周波数を与えるべく上記した手法の反復を望む場合には、別の周波数粗補正器5に向かうライン32に、出力される。

## 【0028】

本発明の実施形態では、周波数粗補正器5について、位相差情報を与えるために差動復調器（検波器）22を使用するように記載したが、ユニット5では、この位相差情報を与えるための別の装置を使用できることは、当業者は理解するだろう。例えば、時刻 $n$ および時刻 $n-1$ における、入力シンボル系列とユニークワードとの相関をとって、両者の位相差を取得する、2つのコヒーレント相関器を使用しようすることが可能である。しかし、この代替案を用いる場合には、相関をとる時間が、受信信号の周波数が相関演算中にあまり大きく変化しないような十分に短い時間とすべきことに注意を要する。そして、得られた位相差は、上記したように、平均値がとられ、スケーリングされ、受信信号を回転させるために使用されることになる。

## 【0029】

図3は、図1に示したタイミング・周波数微細補正器7の実施形態を示す図である。タイミング・周波数の微細補正器は、例えばライン32を介して、入力としての粗補正された入力系列を受け取る。この入力系列は、ブロック34で再び差動復調される。ブロック34でのシンボル系列の差動復調により、周波数回転の残余、すなわち、周波数粗補正器5によって補正されなかった分、の影響は隣り合うシンボル間の差分に分離される。

## 【0030】

各情報バーストには、そのバーストまたはタイムスロットに固有のデータフィールドもしくはワード（同期ワード（sync word）とよばれる）が含まれる。このユニークワードは、受信機で識別して、相関手法を用いた同期処理の一部として受信信号と比較することが可能である。入力シンボル系列は、ブロック34で差動復調されるので、同類型の入力を相関器38に与えるため、識別されたユニークワードも、ブロック36で差動復調される。相関は、例えば、2つの高速フーリエ変換（FFTs）および巡回たたみ込みを用いて得ることが可能である。相関器38は、相関値；相関ピークの1つ、を出力する。この相関ピークはタイミングの粗い推定値である。しかし、このピークは、例えば残留周波数オフセットのために、“真”の相関ピークではないかもしれない。“真”の相関ピークは

、少なくとも相関器38で判定されたピークの周辺にあるだろうから、ブロック40では、次の処理のために、ピークの両サイドにある所定の数N個のサンプルも選択される。

### 【0031】

そして、タイミング・周波数微細補正器7は、最適タイミング推定器42を用いて、周波数と時間との間の2-D探索（すなわち、時間移動の適用または周波数回転の適用）を行い、相関器38で識別されたものより適当な相関ピークがあるかどうかを判断する。ブロック40でサンプルの選択により、探索のための時間パラメータが設定される。タイミング・周波数微細補正器7に入力される信号について、最大残留周波数オフセットの推定値を提供するために、シミュレーションが行われる。例えば、シミュレーションは、最悪のSN比の場合でも残留周波数オフセットは±200kHzを超えるべきでないことを示すだろう。この情報は、探索のための周波数パラメータを設定するのに用いられる。探索は、次のように一般化することができる。2本の座標軸を仮定する。1本は時間であり、もう1本は周波数である。時間軸に沿って、ブロック40で選択されたN+1サンプルについて、分割数が設定される。周波数軸に沿って、最大周波数オフセット誤差（例えば、±200kHz）が、適当な倍数（例えば、10kHzごとに倍数40）で分割される。より一般的には、これは、N+1回×M周波数の「区分 (bins)」を設定する。タイミング・周波数微細補正器7の逆方向への周波数オフセットの粗補正により、2-D探索エンジン42で使用する「区分」の数は低減し、より高速に受信信号に同期するための本発明を許容し、および／または、処理パワーのMIPSをほとんど使用しないことに注意されたい。そして、各区分、すなわち、N+1回シフトとM周波数オフセットとの各組み合わせについて、受け取った入力系列およびユニークワードはコヒーレント相関がとられる。2-D探索技術についてこのタイプのより詳細な説明は、米国特許第5,151,926号に見つけることができ、その開示は、参照によって本明細書に組み込まれる。したがって、最適タイミング推定器42は、相関値の新たなセットを供給する。この相関値の新たなセットは、最適なバーストおよびサンプルタイミングの推定値を供給する。

## 【0032】

この最適タイミング推定値に対応する周波数推定値  $f_0$  は、2次補間器 (quadratic interpolator) 44 で更に改善 (平滑化) される。まず、2次補間器 44 は、 $f_1$  が  $f_0$  よりわずかに小さく、 $f_2$  が  $f_0$  よりわずかに大きいような、 $f_1$  および  $f_2$  の2つの周波数を選択する。2次補間器 44 は、 $f_0$ 、 $f_1$ 、 $f_2$ 、およびユニークワードの短いセグメントを用いて、コヒーレント相関演算を行う。ユニークワードの短いセグメントの使用は、相関演算中に周波数が変化したために、あるシンボルが別のシンボルに回転することを防ぐ。2次補間器 44 は、3つの新たな相関値  $y_0$ 、 $y_1$ 、 $y_2$  を各々供給するために、ノンコヒーレントにそのセグメントの大きさを加える。そして、最適タイミング推定値は、以下に示す評価式 (4) にこれらの値を用いて得られる。次に2次補間器は、残留周波数オフセットを判断するために第2次の最大値を判定する。

## 【0033】

## 【数5】

$$f_{best} = f_{max} = -b/(2a)$$

$$a = \left[ \frac{y_0 - y_1}{x_0 - x_1} - \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} \right] \frac{1}{x_1 - x_2} \quad (4)$$

$$b = \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} - a(x_0 + x_2)$$

## 【0034】

ここで、 $x_i = f_i$  である。残留周波数オフセットの高精度の推定値7を得て、タイミング・周波数微細補正器7は、乗算器46を使用して入力データ系列を回転させて精度よく同期された信号を供給する。最後に、タイミング・周波数微細補正器7は、相関器48で最後の相関演算を行ってユニークワードの位置決めをし、例えば復調器9に、同期された信号の出力する。2-D探索および2次補間は、より正確な推定値を得るために、小さな周波数区分で繰り返すことが可能である。

## 【0035】

図4は、インマルサットM端末もしくはその端末に類似する端末に有用な本発

明の実施形態を示す図である。ここでは、明確な説明のため、先述したいくつかの技術の詳細については説明を省略する。受信データ91はバッファリングされ、64タップ有限インパルス応答(FIR)プリフィルタ92を使用して4 samples/bitでフィルタリングされる。フィルタ92は、-6 dBまでの過渡的ガウシアンであり、すなわち、およそ6.84kHz帯域幅を有する。差動サンプルの4セットを供給するため、フィルタされたデータ93aは、各サンプルポイントのために差動検波器93b(1ビット・アパート(1bit apart))で差動検波される。アベレージャ93dでは差動サンプル93cの平均値を計算し、スケーラ93fでスケーリングし、周波数オフセット粗推定値93gを得る。周波数補正されたデータ系列93iを供給するため、フィルタされた93aは、乗算器93hにより回転される。この周波数補正されたデータ系列93iは、64タップFIRポストフィルタ94によりフィルタリングされる。フィルタ94は、5kHz幅かつ、4.75kHzの3dB帯域幅を有する。フィルタされ、周波数補正されたデータ系列95aは、差動相関器95bで差動相関演算が行われる。差動相関器95bは、2つの2048ポイントFFTと、巡回たたみ込みを使用する。差動相関器95bは、相関値のセットおよび相関ピーク95cを供給する。最適タイミング推定器95dは、相関ピーク95cについて、21周波数区分と9サンプルポイントを使用した2-D探索(コヒーレント相関)を実行する。相関値の新たなセットの最適ピーク95eは、サンプルタイミングおよびバーストタイミングを与える。3つの最適相関値は、2-D探索から抽出され、補間器95fにより、2次補間される。

#### 【0036】

フィルタされた周波数補正データ系列95aは、最終的に同期されたデータ系列95iを供給するために乗算器95hで回転される。最終的に同期されたデータ系列95iは、32状態のビタビ復調器96により復調される。ビタビ復調器は、ユニークワードを使用してブランチメトリック値を計算し、ランダム位相誤差を推定する。

#### 【0037】

図4に示して上述したアプローチを、AWGN 5kHzチャネルにおいて2 dBのSN比( $E_b/N_o$ )のところで5.7kbpsのデータレートでのオフセットQPS

K変調、576データビットおよび12ダミービットによる69ユニークワードビットを構成する各フレームについて、 $\alpha=0.6$ での平方根ローラ・コサイン伝送フィルタ (square root rolled cosine transmission filter) および連続フレーム伝送、によりシミュレートしたところ、120ms以内にフレーム同期捕捉 (frame acquisition) する確率が98%であった。更に、周波数誤差は、 $\pm 3\text{ Hz}$ の標準偏差に推定された。

#### 【0038】

図5は、 $\pm 1/2$ ビット精度 (1ビット精度) の $E_b/N_o$ 値レンジに対するフレームの検出確率を明らかにするシミュレーション結果を示すグラフである。この結果は、2dBのSN比で、図4の実施形態が、約98%の確率でビット精度の範囲内へのフレーム同期捕捉を提供することを、示している。これは、本発明の手法が、真のスタートサンプルから $\pm$ ビットの範囲内に、ユニークワードの開始を位置させるということである。この検出確率は、有効に伝送されたフレームの存在が条件であることに注意されたい。換言すると、このシミュレーションでは誤警報確率は考慮されていない。図6は、 $E_b/N_o$ 値レンジに対する残留周波数誤差の標準偏差を示している。本発明の技術は、2dBの $E_b/N_o$ で $\pm 3\text{ Hz}$ 精度の標準偏差で周波数推定値を供給することが分かる。この誤差は、約 $\pm 0.2\text{ degrees/bit}$ の位相回転に対応する。

#### 【0039】

図7は、先述した技術を実施可能な、一般的な陸上移動セルラーシステムを示しており、受信機112は、陸上無線送信機110により別の移動電話もしくはパーソナル電話のユーザ (図示せず) に接続される。無線伝送信号111は、本発明に従って同期され復調される。図8は、一般的な衛星移動セルラーシステムを示しており、受信機115は、衛星無線送信機113により別の移動電話もしくはパーソナル電話のユーザ (図示せず) に接続される。無線伝送信号114は、本発明に従って同期され復調される。

#### 【0040】

超大規模集積回路 (VLSI) およびデジタル信号処理 (DSP) 技術の向上は、アナログ伝送システムよりも、デジタル変調のコスト効果を大きくした

。プログラマブルデジタル信号処理装置は、デジタル変調器および復調器を全てソフトウェアで実現することを可能にした。したがって、本発明のハードウェアおよび/またはソフトウェアによる実現は、本発明の範囲内にあることは、当業者は理解するだろう。

#### 【0041】

例えば、周波数分割多元接続 (FDMA)、時間分割多元接続 (TDMA)、符号分割多元接続 (CDMA) といった多元接続方式は、多くの電話加入者を無線スペクトラム内の限られた帯域幅に同時に割り当てるのに使用される。本発明の実施形態は、いずれの多元接続方式からも独立なものであり、したがって、これらの方式または別の方式と共に使用することが可能である。

#### 【0042】

本発明は、現存するデジタル変調方式に限られるものではない。周波数推定値またはサンプルおよびバーストタイミングを必要とする、どの無線伝送信号の復調にも有益である。本発明は実施形態を通して説明したが、発明を限定するものではない。添付した特許請求の範囲で定められる発明の精神および範囲からはずれることなく修正または変更はあり得るだろう。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【図1】

本発明の実施形態にかかる受信機のブロック図である。

##### 【図2】

図1の周波数オフセット粗補正器の実施形態を示す図である。

##### 【図3】

図1のタイミング・周波数微細補正器の実施形態を示す図である。

##### 【図4】

インマルサットM端末に有用な本発明の実施形態にかかる同期器と復調器とを示す図である。

##### 【図5】

本発明の実施形態のシミュレーションのためのピーク検出確率対SN比を描いたグラフである。



## 【図6】

本発明の実施形態のシミュレーションのための推定周波数誤差対SN比を描いたグラフである。

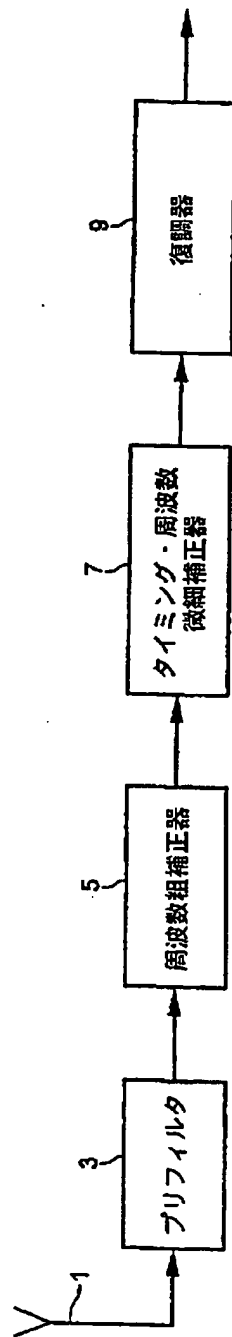
## 【図7】

陸上移動セルラーシステムの説明図である。

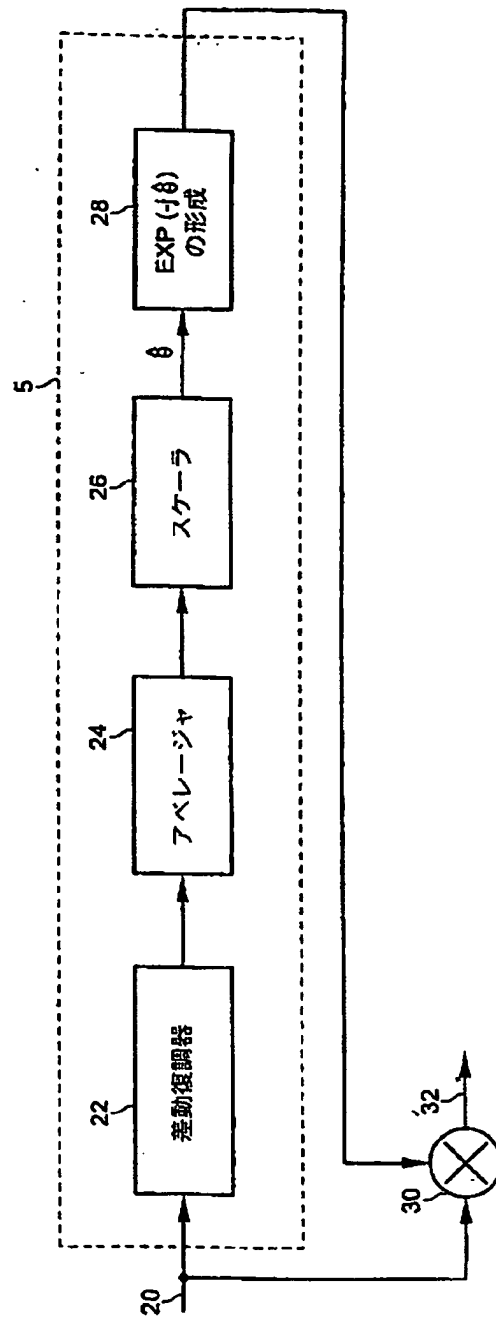
## 【図8】

衛星移動セルラーシステムの説明図である。

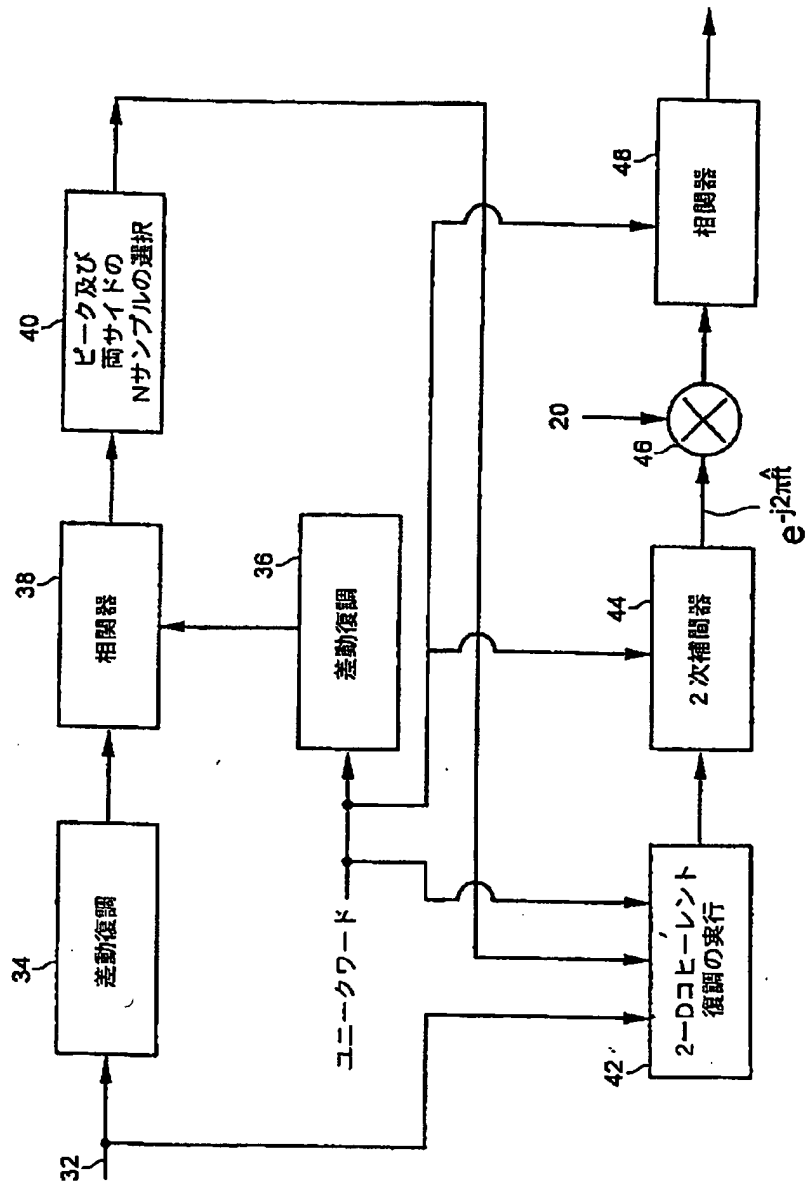
【図1】



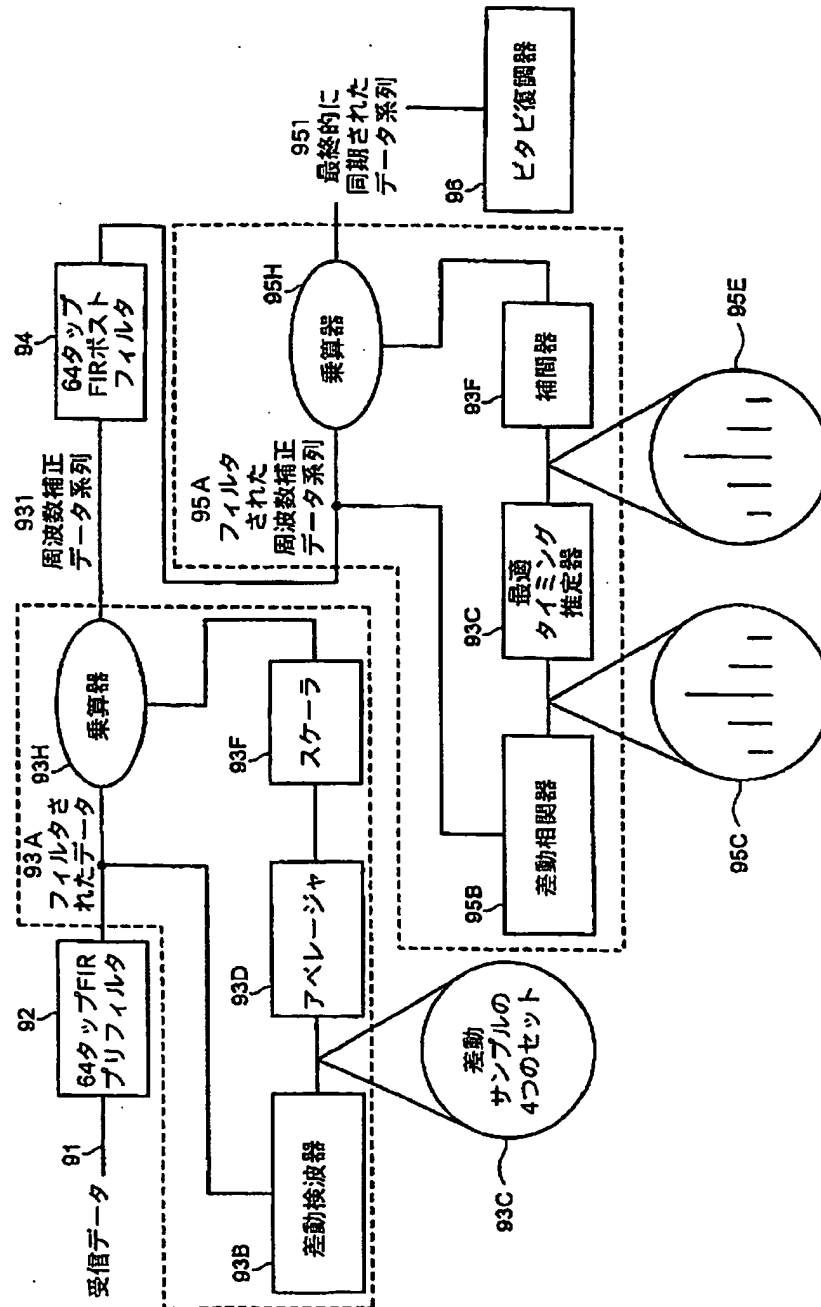
【図2】



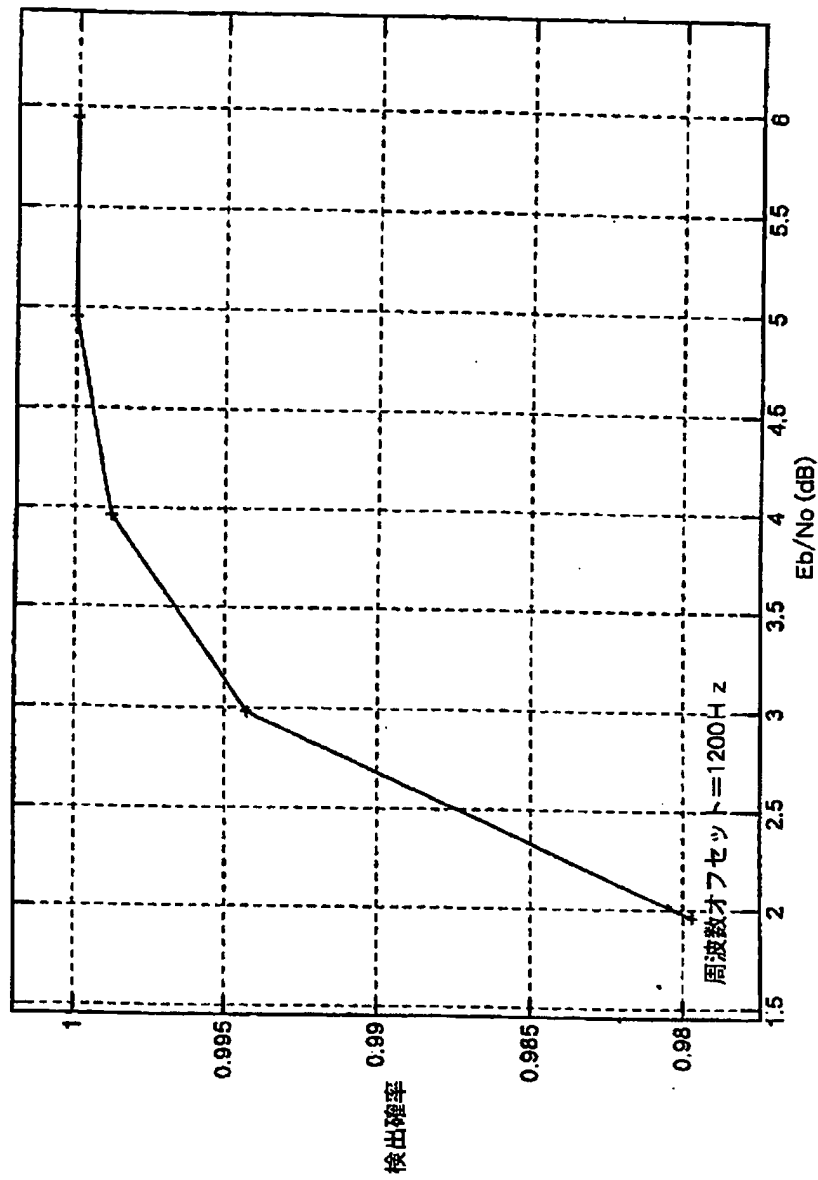
【図3】



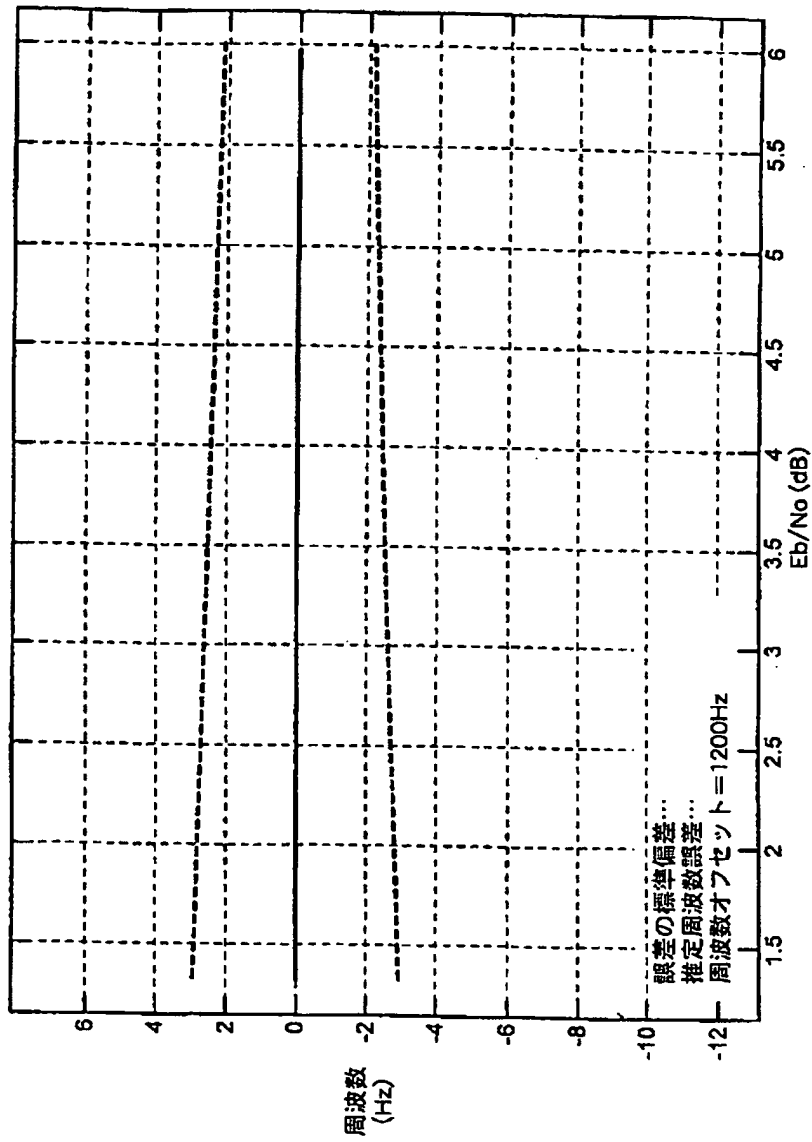
【図4】



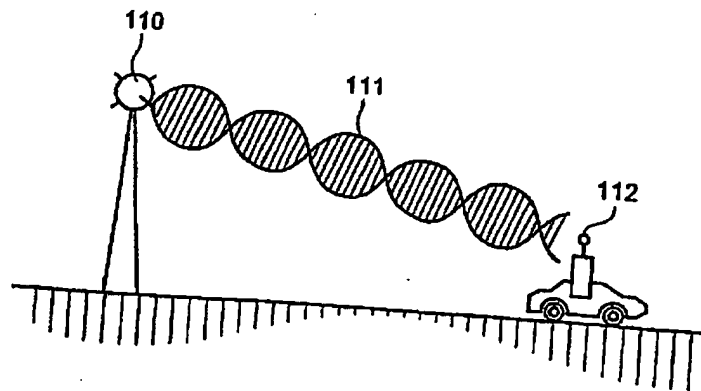
【図5】



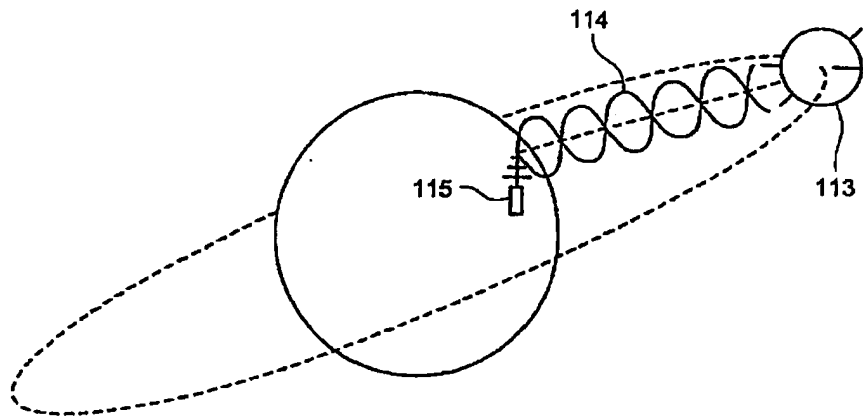
【図6】



【図7】



【図8】





【手続補正書】特許協力条約第34条補正の翻訳文提出書

【提出日】平成12年4月14日(2000.4.14)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号に関する周波数オフセットの第1の推定値を判定する第1の周波数推定器と、

補正信号を発生させるために、前記第1の推定値を用いて前記受信信号を補正する第1の手段と、

前記補正信号を受信し、前記受信機に既知のユニークワードを用いて周波数オフセットの第2の推定値を判定し、タイミングの推定値を出力する、周波数・タイミング推定器と、

周波数補正された信号を発生させるために、前記第2の推定値を用いて前記補正信号を補正する第2の手段と、

前記タイミングの推定値を用いて前記周波数補正された信号に同期させる手段と、

を備えることを特徴とする受信機。

【請求項2】 前記第1の周波数推定器は、

前記受信信号のサンプル間の差動位相情報を供給するデバイスと、

平均値を発生させるために前記差動位相情報の平均値を計算する平均値計算ユニットと、

バイアスを調整し、前記第1の推定値を発生させるために、前記平均値をスケールリングするスケールリングユニットと、

を更に備えることを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項3】 前記補正する第1の手段は、

前記第1の推定値に関する値と前記受信信号とを乗算する乗算器を更に備える

ことを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項4】 前記周波数・タイミング推定器は、  
前記補正信号を差動復調する第1の差動復調器と、  
前記ユニークワードを差動復調する第2の差動復調器と、  
前記差動復調された補正信号と前記差動復調されたユニークワードとの相関値  
の第1のセットを供給する相関器であって、前記相関値に関する相関ピークは前  
記タイミングの推定値の初期値を供給する、相関器と、  
を更に備えることを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項5】 前記周波数・タイミング推定器は、  
前記相関ピークと該相関ピークの周辺にある所定数のサンプルとを選択する手  
段と、  
前記選択された所定数のサンプルと前記相関ピークとを用いて、前記ユニーク  
ワードと、前記受信信号の複数の周波数オフセットおよび時間シフトされたバー  
ジョンとの相関演算を行い、相関値の第2のセットを発生させる、2次元コヒー  
レント相関器と、  
選択された前記相関値の第2のセットのサブセットを平滑化して前記第2の推  
定値を発生させる補間器と、

を更に備えることを特徴とする請求項4に記載の受信機。

【請求項6】 前記更に補正する手段は、  
前記受信信号に、前記第2の推定値に関する値を乗算する乗算器を更に備える  
ことを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項7】 前記同期させる手段は、  
前記受信信号内にある前記ユニークワードの位置を識別するために、前記ユニ  
ークワードと前記周波数補正された信号との相関演算を行う相関器を更に備える  
ことを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項8】 前記デバイスは、差動復調器であることを特徴とする請求項  
2に記載の受信機。

【請求項9】 前記デバイスは、少なくともコヒーレント相関器を含むこと  
を特徴とする請求項2に記載の受信機。

【請求項10】 前記受信信号は、FDMA、TDMA、CDMAの接続方式のうち、少なくともいずれかの接続方式を用いて受信することを特徴とする請求項1に記載の受信機。

【請求項11】 ユニークワードを含む情報のフレームを含む信号を受信する受信機であって、

前記信号の周波数オフセットを粗く推定し、該推定されたオフセットを用いて前記信号を補正する粗推定器と、

前記補正された信号を受信し、高精度な周波数オフセットを推定し、該推定された高精度な周波数オフセットを用いて前記補正された信号を補正し、前記フレーム内にある前記ユニークワードの位置を識別する、微細推定器と、

前記位置を用いて前記信号を復調する復調器と、

を備えることを特徴とする受信機。

【請求項12】 受信信号に関する周波数オフセットを推定する装置であって、

前記受信信号のサンプル間の差動位相情報を供給するユニットと、

平均値を発生させるために、前記差動位相情報の平均値を計算する平均値計算ユニットと、

バイアスを調整し、前記周波数オフセットの推定値を発生させるために、前記平均値をスケールリングするスケールリングユニットと、

前記周波数オフセットの推定値の複素共役を形成する第2のユニットと、

を備えることを特徴とする装置。

【請求項13】 前記差動位相情報を供給するユニットは、差動復調器であることを特徴とする請求項12に記載の装置。

【請求項14】 前記差動位相情報を供給するユニットは、少なくとも1つのコヒーレント相関器を含むことを特徴とする請求項12に記載の装置。

【請求項15】 受信信号に関する周波数オフセットを推定し、前記受信信号内にあるユニークワードの位置を推定する装置であって、

前記受信信号に関するサンプルを差動復調する第1の差動復調器と、

前記ユニークワードを差動復調する第2の差動復調器と、

前記差動復調された受信信号と前記差動復調されたユニークワードとの相関値の第1のセットを供給する相関器であって、前記相関値に関する相関ピークは、前記周波数オフセットの推定値と前記タイミングの推定値との初期値を供給する、相関器と、

前記周波数オフセットの推定値と前記タイミングの推定値との初期値を改善できるかを判断する手段と、

を備えることを特徴とする装置。

【請求項16】 前記判断する手段は、

前記相関ピークと該相関ピークの周辺にある所定数のサンプルとを選択する手段と、

前記選択された所定数のサンプルと前記相関ピークとを用いて、前記ユニークワードと、前記受信信号の複数の周波数オフセットおよび時間シフトされたバージョンとの相関演算を行い、相関値の第2のセットを発生させる、2次元コヒーレント相関器と、

選択された前記相関値の第2のセットのサブセットを平滑化して、前記周波数オフセットの推定値と前記タイミングの推定値とを発生させる補間器と、

を更に備えることを特徴とする請求項15に記載の装置。

【請求項17】 前記補間器は、次式に従って演算を行う2次補間器であることを特徴とする請求項16に記載の装置。

【数1】

$$f_{best} = f_{max} = -b/(2a)$$

$$a = \left[ \frac{y_0 - y_1}{x_0 - x_1} - \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} \right] \frac{1}{x_1 - x_2}$$

$$b = \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} - a(x_0 + x_2)$$

ただし、 $y_0$ 、 $y_1$ および $y_2$ は、前記選択された相関値のサブセットであり、また、 $x_0$ 、 $x_1$ および $x_2$ は各々、 $y_0$ 、 $y_1$ および $y_2$ に対応する周波数である。

【請求項18】 フレームフォーマットで伝送され、ユニークワードを有するデータ系列を同期させる方法であって、

周波数補正されたデータ系列を供給するためにデータ系列を調節する工程と、  
複数の相関値を供給するために、前記周波数補正されたデータ系列と前記ユニークワードのコピーとの相関演算を行う相関演算工程と、

前記複数の相関値のうち少なくとも1つの相関値を用いて周波数推定値を計算する工程と、

前記周波数推定値を用いて前記データ系列を補正する工程と、

前記補正されたデータ系列を同期させる工程と、

を有することを特徴とする方法。

【請求項19】 前記周波数補正されたデータ系列を供給するためにデータ系列を調節する工程は、

前記データ系列のサンプルを差動復調する工程と、

周波数オフセットの粗い推定値を発生させるために、前記差動サンプルについて平均値を計算し、スケーリングする工程と、

前記周波数オフセットの粗い推定値により前記データ系列を回転させる工程と

を更に有することを特徴とする請求項18に記載の方法。

【請求項20】 前記相関演算工程は、

前記相関演算に先立って、前記周波数補正されたデータ系列および前記ユニークワードを差動復調する工程を更に有することを特徴とする請求項18に記載の方法。

【請求項21】 前記周波数推定値を計算する工程は、

相関値のセットを識別するために、前記複数の相関値のうち少なくとも1つの相関値に基づいて選択された、周波数区分 (bins) の数とサンプルポイントの数とによって2-D探索を行う工程と、

前記周波数推定値を識別するために、前記相関値のセットと前記対応する周波数推定値のセットとの2次補間を行う工程と、

を更に有することを特徴とする請求項18に記載の方法。

【請求項22】 前記粗推定器の前段に設け、前記信号をフィルタリングする第1のフィルタと、

前記微細推定器に前記補正された信号が入力される前段に設け、前記補正された信号をフィルタリングする第2のフィルタであって、前記第1のフィルタよりも通過域が狭い第2のフィルタと、

を更に備えることを特徴とする請求項11に記載の受信機。

## 【国際調査報告】

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PC1, JS 98/19894

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 6 H04L27/233 H04L7/04

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 6 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	CLASSEN F ET AL: "AN ALL FEEDFORWARD SYNCHRONIZATION UNIT FOR DIGITAL RADIO" PROCEEDINGS OF THE 1993 IEEE 43TH VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, vol. 1 of 3, 18 - 20 May 1993, pages 738-741, XP080393288 SECAUCUS, NJ, USA	11-14,22
Y	see page 738, right-hand column, paragraph 2 - page 740, right-hand column, paragraph 1	18,19
A	see figure 1	1-16,15, 20
	---	-/--



Further documents are listed in the continuation of box C.



Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (see specification)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "A" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

15 January 1999

Date of mailing of the international search report

21.01.1999

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.O. Box 5816, Petersenstr. 2  
NL-2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 851 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3010

Authorized officer

Pieper, T

Form PCT/ISA/210 (revised sheet) (July 1992)

page 1 of 2

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

 International Application No  
 PCI, 3 98/19894

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	WO 93 11685 A (COMMUNICATIONS SATELLITE CORP) 10 June 1993	18,19
A	see page 4, paragraph 2 see page 15, paragraph 2 - page 16, paragraph 2	1,4,5, 11,15, 16,21,22
	see page 17, paragraph 2 - paragraph 3 see figure 5 ---	
A	EP 0 526 833 A (NIPPON ELECTRIC CO) 18 February 1993	1,4,6,7, 11,18
	see page 5, line 38 - page 6, line 12 see page 7, line 23 - line 65 see page 8, line 3 - line 37; figures 2,4 ---	
A	WO 85 04999 A (HARRIS CORP) 7 November 1985	1,3,4,6, 7,11,15, 18-22
	see page 3, line 14 - line 23 see page 5, line 5 - line 32 see page 7, line 22 - line 35 see page 9, line 18 - line 31 see page 11, line 12 - line 26 see page 15, line 15 - line 29 see page 17, line 7 - line 27 see page 17, line 37 - page 18, line 24 ---	
A	US 5 151 926 A (CHENNAKESHU SANDEEP ET AL) 29 September 1992 cited in the application	1,4,5,7, 10,11, 15,16, 18,21
	see abstract see column 3, line 15 - line 33 see column 5, line 31 - column 6, line 43 see column 8, line 13 - line 62 see column 9, line 16 - line 68 ---	
A	EP 0 645 917 A (NIPPON ELECTRIC CO) 29 March 1995	2,8,12, 13,19
	see page 2, line 25 - line 36 see page 4, line 43 - page 5, line 2 see figures 1,6 -----	

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

information on patent family members

International Application No.

PCT/JP 98/19894

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9311685 A	18-06-1993	EP 0614582 A	14-09-1994
EP 0526833 A	18-02-1993	JP 5244218 A	21-09-1993
		JP 5037511 A	12-02-1993
		JP 5037576 A	12-02-1993
		JP 5167630 A	02-07-1993
		AU 656098 B	19-01-1995
		AU 2066392 A	04-02-1993
		CA 2074809 A,C	31-01-1993
		DE 69224687 D	16-04-1998
		DE 69224687 T	02-07-1998
		EP 0750411 A	27-12-1996
		US 5276710 A	04-01-1994
WO 8504999 A	07-11-1985	US 4599732 A	08-07-1986
		CA 1246152 A	06-12-1988
		DE 3590158 T	26-06-1986
		EP 0186691 A	09-07-1986
		GB 2170978 A,B	13-08-1986
US 5151926 A	29-09-1992	CA 2065638 A	22-11-1992
EP 0645917 A	29-03-1995	JP 2643792 B	20-08-1997
		JP 7087149 A	31-03-1995
		AU 672128 B	19-09-1996
		AU 7295594 A	30-03-1995
		US 5440267 A	08-08-1995

Form PCTISA/210 (latest family issued July 1992)

## フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, SD, SZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN, YU, ZW

(71)出願人 7001 Development Drive,  
P. O. Box 13969, Research Triangle Park,  
NC 27709 U. S. A.

(72)発明者 モルナール, カール  
アメリカ合衆国 ノース カロライナ州  
27513, キャリー, フライニング リーフ  
コート 110

Fターム(参考) 5K004 AA05 FG00 FH08  
5K047 GG10 GG11 HH12 HH44 MM12  
MM38